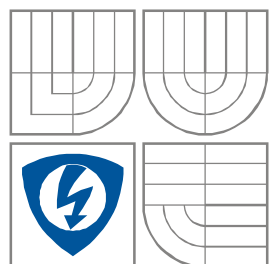


# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## OPTIMALIZACE AKTIVNÍ ZÁTĚŽE ZDROJE S DYNAMICKÝMI VÝSTUPNÍMI PARAMETRY

OPTIMIZATION OF THE ACTIVE LOAD OF THE SOURCE WITH DYNAMIC OUTPUT  
PARAMETERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

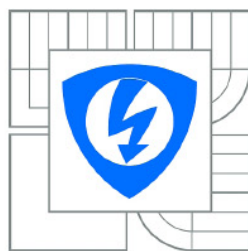
PETR HALAMA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

ING. TOMÁŠ JIRKŮ

BRNO, 2010



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Petr Halama  
**Ročník:** 3

**ID:** 98327  
**Akademický rok:** 2009/2010

## NÁZEV TÉMATU:

**Optimalizace aktivní zátěže zdroje s dynamickými výstupními parametry**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem PFC (power factor correction). Navrhněte řízení a takové úpravy obvodu, které zajistí maximální efektivitu obvodu. Pomocí obvodového simulátoru ověřte správnost návrhu. Navržený a optimalizovaný obvod realizujte a otestujte.

Proveďte takové úpravy řízení spínání, aby obvod představoval pro zdroj konstantní zátěž. Funkci optimalizovaného obvodu ověřte pomocí obvodového simulátoru. Proveďte návrh desky plošných spojů. Desku vyrobte, obvod realizujte a experimentálně ověřte jeho funkci.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SLÁDEK, K. Řízení odběru výkonu nekonvenčních zdrojů energie. Bakalářská práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 38 s.

[2] KREJČÍŘÍK, A. Moderní spínané zdroje programem Micropower SwitcherCAD . 1. vyd. Praha : BEN-technická literatura, 2002. 112 s. ISBN 80-86056-78-3.

[3] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje 3 : pasivní součástky v napájecích zdrojích a preregulátory. 1. vyd. Praha : BEN-technická literatura, 1999. 352 s. ISBN 80-86056-56-2

**Termín zadání:** 8.2.2010

**Termín odevzdání:** 28.5.2010

**Vedoucí práce:** Ing. Tomáš Jirků

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida  
Předseda oborové rady

# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Petr Halama  
Bytem: Kámen 79, Kámen, 582 42  
Narozen/a (datum a místo): 6. listopadu 1986 v Havlíčkově Brodě

(dále jen „autor“)

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

## Čl. 1

### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....  
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Optimalizace aktivní zátěže zdroje s dynamickými výstupními parametry

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Tomáš Jirků

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## **Článek 2**

### **Udělení licenčního oprávnění**

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
  - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
  - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## **Článek 3**

### **Závěrečná ustanovení**

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 28. května 2010

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

## **ABSTRAKT**

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem PFC obvodu, určeného k úpravě elektrické energie z nelineárního zdroje. Obvyklé PFC se navrhují pro výkony v oblasti desítek wattů a více. Oproti tomu bude nově navržený obvod pracovat s výkony maximálně do 1 W. Bylo navrženo takové řízení spínání, aby obvod představoval pro zdroj konstantní, reálnou zátěž. Na počátku byla vybrána topologie zvyšujícího měniče jako nejvhodnější pro další řešení. Pomocí programu PSPICE bylo analyzováno více typů aktivních PFC. V druhé fázi práce byly realizovány dva z analyzovaných typů obvodu. Základní zapojení, pro demonstraci principu PFC v praxi a zapojení polomostu, které bylo vybráno na základě výsledků analýzy.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

PFC, korektor účinníku, preregulátor, nelineární napájecí zdroj, zvyšující měnič, PSPICE

## **ABSTRACT**

This bachelor's thesis deals with Power Factor Correction circuit, meant for the adjustment of the non-linear power source. Usually the PFC is designed for the power levels in the range of tens of Watts and more. New circuit will work at the power levels of maximally 1 W. Such control algorithm was designed, that the circuit represents the constant real load for an energy source. In the beginning of the work the Step-up converter topology was chosen as the best for next solution. More active PFC types were reviewed with the help of PSPICE simulator. In the next part of this project two of the analyzed circuits were implemented. Basic PFC for the demonstration of its principle and the half-bridge topology, which was selected on the basis of the analysis results.

## **KEYWORDS**

PFC, Power Factor Correction, preregulator, non-linear power supply, step-up converter, PSPICE

HALAMA, P. *Optimalizace aktivní zátěže zdroje s dynamickými výstupními parametry*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 56 s., 12 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: ing. Tomáš Jirků.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Optimalizace aktivní zátěže zdroje s dynamickými výstupními parametry jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 28. května 2010

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce ing. Tomáši Jirků, za účinnou, metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého bakalářského projektu.

V Brně dne 28. května 2010

.....

(podpis autora)

# Obsah

Úvod .....	1
1. Napájecí zdroje.....	2
1.1 Lineární zdroje .....	2
1.2 Spínané zdroje .....	2
2. Korektor účinníku (PFC).....	4
2.1 Vyhodnocení kvality PFC .....	4
2.2 Pasivní PFC .....	4
2.3 Aktivní PFC.....	4
2.3.1 Invertující měnič .....	5
2.3.2 Snižující měnič .....	6
2.3.3 Zvyšující měnič .....	7
2.3.4 Shrnutí uvedených typů měničů .....	7
2.4 Režimy činnosti aktivních PFC .....	8
2.4.1 Nespojité režim činnosti PFC .....	8
2.4.2 Spojitý režim činnosti PFC .....	8
3. Analýza PFC .....	9
3.1 Příprava analýzy .....	9
3.2 Nastavení analýzy .....	9
3.3 Jednoduché zapojení .....	10
3.3.1 S proměnnou pracovní frekvencí .....	10
3.3.2 S konstantní pracovní frekvencí .....	12
3.4 Zapojení aktivního usměrňovače formou polomostu .....	14
3.5 Zapojení aktivního usměrňovače formou úplného mostu .....	16
3.6 Porovnání jednotlivých druhů zapojení PFC .....	18
4. Vlastní realizace PFC obvodu .....	19
4.1 Základní údaje použitých součástek .....	19
4.2 Jednoduché zapojení .....	19
4.2.1 Návrh desky plošných spojů .....	20
4.2.2 Osazovací plán .....	20
4.2.3 Popis desky plošných spojů a program .....	20



4.2.4	Oživení a naměřené údaje .....	22
4.3	Polomost .....	23
4.3.1	Popis desky plošných spojů a program .....	24
4.3.2	Návrh desky plošných spojů .....	27
4.3.3	Osazovací plán .....	28
4.3.4	Oživení a naměřené údaje .....	28
5.	Závěr .....	29
	Literatura .....	30
	Seznam veličin, symbolů a zkratk .....	31
	Seznam obrázků .....	32
	Seznam tabulek .....	34
	Seznam příloh .....	35
	Seznam příloh .....	35

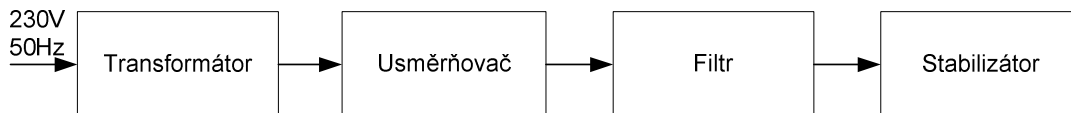
# Úvod

V moderní technice se ve větší části klasické lineární zdroje nahrazují zdroji spínanými, ať už pro jejich vyšší účinnost (60 - 80 %, při vyšších výkonech i kolem 90 %), menší hmotnost nebo pro jejich malé rozměry. Spínané zdroje mají však několik nevýhod. Jednou z nich je vysoká cena za součástky, které musejí pracovat na vysokém pracovním kmitočtu, dále pak vyvstává problém s fázovým posunem odebíraného proudu vůči napětí. Nejlepší pro rozvodnou síť i pro zdroje energie je, když se zátěž chová na vstupních svorkách jako reálná. To znamená, že proud by měl mít stejný charakter jako napětí (tedy většinou sinusový) a zároveň by měl být mezi proudem a napětím nulový fázový posuv. Toho lze dosáhnout začleněním obvodu PFC (Power Factor Correction) mezi zdroj a zátěž. Z českého pohledu lze PFC přeložit jako korektor účinníku. Základní dělení PFC je na pasivní a aktivní. Oba typy budou popsány níže. Současná integrovaná řešení PFC obvodů nebo PFC kontrolérů jsou většinou navrhována pro vysoké výkony, které jsou odebírané přímo z rozvodné elektrické sítě. Vysokými rozumíme v tomto případě výkony v rozmezí od desítek Wattů až prakticky do potřeby uživatele. Cílem této práce navrhnout obvod PFC, který bude pracovat s nestandardními hodnotami výkonu, řádově do 1 W. Tím se bude odlišovat od komerčně nabízených řešení. Bude určen pro využití v součinnosti s nelineárním, autonomním zdrojem, který je založen na získávání energie z vibrací prostředí. Experimentálně bylo dokázáno, že uvažovaný zdroj má nejlepší výstupní parametry, pokud je zatížen zátěží rezistivního charakteru o určité velikosti, v závislosti na jeho vnitřní impedanci. Tyto podmínky ze svého principu splňuje právě PFC. Protože zdroj má relativně malý výstupní výkon, je nutno navrhnout PFC obvod, který bude mít co možná nejvyšší efektivitu.

# 1. Napájecí zdroje

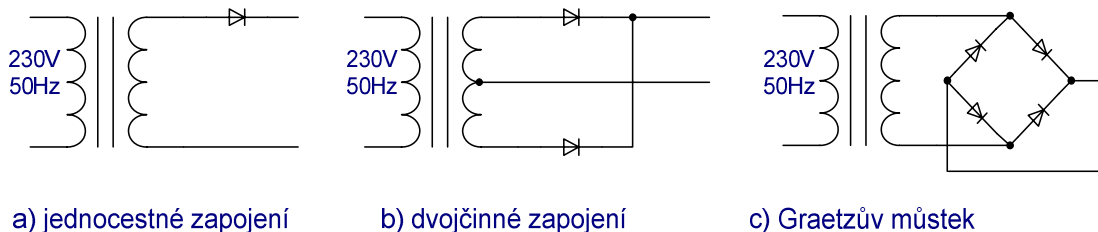
## 1.1 Lineární zdroje

Napájecí zdroj v klasickém zapojení se skládá ze síťového transformátoru, usměrňovače, filtru a stabilizátoru jak je naznačeno na obr. 1.1.



obr. 1.1: Blokové schéma lineárního zdroje

Síťový transformátor použijeme k úpravě velikosti střídavého napětí 230V na jinou, obvykle nižší hodnotu napětí. Transformátor dále plní funkci galvanického oddělení zdroje od rozvodné sítě a má jedno primární a jedno či více sekundárních vinutí. Usměrňovač bývá neřízený, anebo pro vyšší výkony, řízený. Při využití řízeného usměrňovače je zapotřebí tyristorů nebo spínacích tranzistorů. Různá principiální zapojení usměrňovačů ukazuje obr. 1.2.



obr. 1.2: Různá zapojení usměrňovačů podle [1]

Usměrňovač vytvoří ze střídavého napětí pulsující napětí. Jako filtr, který zmenší zvlnění výstupního stejnosměrného napětí usměrňovače, je použit elektrolytický kondenzátor. Posledním blokem je stabilizátor, který umožňuje udržet výstupní stejnosměrné napětí na konstantní hodnotě při vstupním zvlněném napětí.

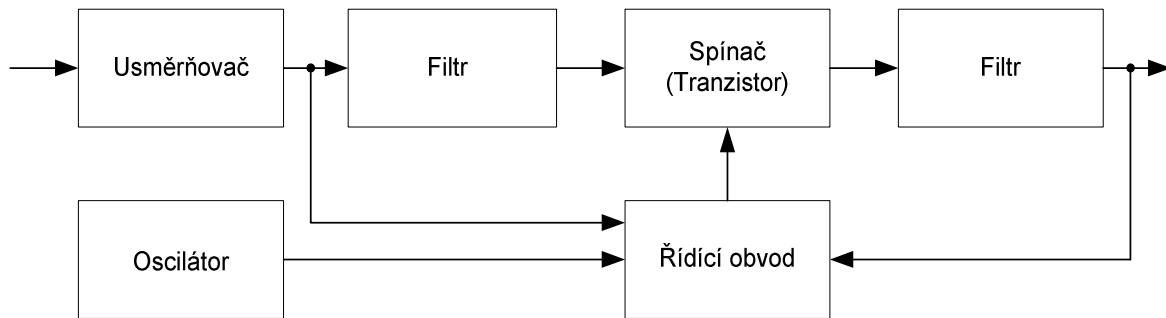
## 1.2 Spínané zdroje

Jelikož u lineárních zdrojů se nedosahuje vyšších účinností, musí se využít spínaného (impulsně regulovatelného) zdroje. Docílíme toho jednoduchým přidáním spínače do obvodu. Principiální blokové schéma ukazuje obr. 1.3.

Jako spínače se používají bipolární nebo unipolární tranzistory, případně i tyristory, které pracují na kmitočtu od desítek kHz až do jednotek MHz. Tento kmitočet se nazývá vlastní pracovní kmitočet označovaný  $f_s$ . Pokud je definován kmitočet  $f_s$ , můžeme převrácenou hodnotou kmitočtu určit celkovou periodu  $T_C$  [1].

$$T_C = \frac{1}{f_s} = T_A + T_B. \quad (1)$$

Z uvedené rovnice je zřejmé, že celková perioda  $T_C$  je také součtem dob  $T_A$  (doba sepnutí spínače) a  $T_B$  (doba rozepnutí spínače). Doby  $T_A$  a  $T_B$  jsou ovlivňovány zpětnou vazbou.



obr. 1.3: Blokové schéma spínaného zdroje

Regulace výstupního napětí (proudu) může být realizována dvěma základními principy. S proměnnou pracovní frekvencí a s konstantní pracovní frekvencí. Oba tyto principy budou podrobně popsány v následující kapitole.

## 2. Korektor účinníku (PFC)

PFC je dnes velmi často používaný a rozšířený téměř ve všech napájecích zdrojích. Jak už bylo řečeno, jeho hlavní předností je odběr harmonického (sinusového) proudu ze sítě. Základní dělení PFC je na pasivní a aktivní. Dále budou popsány některé rovnice, které se používají pro vyhodnocení kvality PFC.

### 2.1 Vyhodnocení kvality PFC

Základní rovnicí pro vyhodnocování korektoru účinníku je rovnice (2) převzatá z [2], která posuzuje, zda je vstupní napětí ve fázi se vstupním proudem odebíraného ze zdroje:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}, \quad (2)$$

kde  $P$  je činný výkon a  $S$  je zdánlivý výkon. Hodnota účinníku se pohybuje v intervalu  $<0;1>$ . Pro  $\cos \varphi = 0$  jsou fáze napětí a proudu posunuty o  $90^\circ$  a střední hodnota výkonu je tedy nula, pro  $\cos \varphi = 1$  je vstupní napětí a proud ve fázi a tudíž je dosaženo požadovaného ideálního stavu.

Dále lze určit činitel harmonického zkreslení vstupního proudu

$$THD_1 = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_k^2}}{I_1} \cdot 100, \quad (3)$$

kde  $k$  je index jednotlivých harmonických složek proudu,  $I_1$  je hodnota základní harmonické a  $I_2$  hodnota druhé harmonické proudu atd. Zkreslení  $THD_1$  se uvádí v procentech, tudíž je ještě za zlomkem násobení stem. Pokud je známé zkreslení  $THD_1$ , můžeme určit také účinník [2]

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_1}{100}\right)^2}}. \quad (4)$$

### 2.2 Pasivní PFC

Tento druh PFC používá indukční cívku a soustavu kondenzátorů k redukci vyšších harmonických proudu. Vzhledem k nízké frekvenci 50 – 60 Hz je vyžadována velká indukční cívka a kondenzátor. Důsledkem je poměrně velká hmotnost a zlepšení účinníku je jen malé. Jeho výsledné hodnoty se pohybují kolem 0,75 až 0,8.

### 2.3 Aktivní PFC

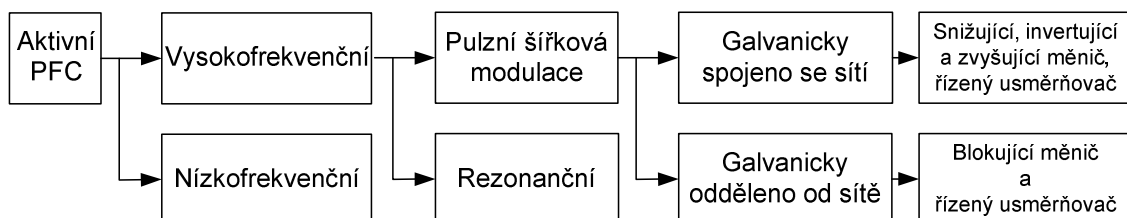
Protože pasivní PFC je nedokonalým způsobem korekce, vkládá se ještě mezi usměrňovač a výstupní filtrační kondenzátor aktivní spínací prvek. Základní dělení aktivního PFC ukazuje obr. 2.1.

V této práci se budeme zabývat pouze horní větví, protože budeme používat spínací frekvence v řádu stovek kHz, s pulzní šířkovou modulací a s galvanickým spojením se sítí. Topologie aktivních PFC vychází z topologie spínaných měničů napětí. Jednotlivé typy zapojení

měníčů jsou uvedeny v následujících kapitolách. Jejich popis je převzat z literatury [1]. Předem bude ještě definována rovnice, která je založena na zákonu o zachování energie:

$$\Delta I_{L_A} = \Delta I_{L_B}, \quad (5)$$

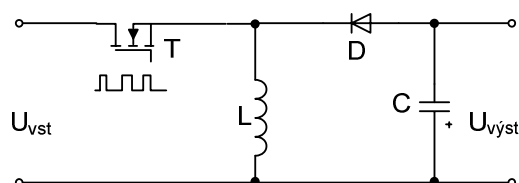
kde  $\Delta I_{L_A}$  je přírůstek proudu za interval  $T_A$  a  $\Delta I_{L_B}$  je celkový pokles proudu za interval  $T_B$ .



obr. 2.1: Rozdělení typu PFC podle [3]

### 2.3.1 Invertující měnič

Invertující měnič můžeme rovněž pojmenovat jako buck-boost nebo blokující měnič. Schéma měniče je na obr. 2.2. Je to obvod, ve kterém je cívka zapojena do série se spínačem a zároveň je uzemněna.



obr. 2.2: Invertující měnič

#### Popis funkce obvodu

V časovém intervalu  $T_A$  se sepne tranzistor a začne protékat proud ze zdroje napětí přes tranzistor T a cívku L. Zároveň je dioda D polarizována tak, že se kondenzátor C nenabíjí. Pokud předpokládáme cívku se zanedbatelně malým ohmickým odporem, bude proud lineárně narůstat tak dlouho až dosáhne hodnoty

$$\Delta I_{L_A} = \frac{U_{vst}}{L} T_A. \quad (6)$$

Na konci intervalu  $T_A$  bude tedy na cívce největší hodnota nahromaděné energie

$$\Delta W_A = \frac{1}{2} L \cdot (\Delta I_{L_A})^2. \quad (7)$$

Tranzistor pomocí řídicího obvodu rozpíná a začíná časový interval  $T_B$ . Při vypnutí tranzistoru se však tok proudu cívkou nepřerušuje (zachová si velikost i směr) a pokračuje dále v jiném uzavřeném okruhu, kde nabíjí kondenzátor C a uzavírá se přes diodu D. Proud cívkou tedy lineárně klesá. Pokles proudu za interval  $T_B$  je vyjádřen vztahem

$$\Delta I_{L_B} = -\frac{U_{vyst}}{L} T_B. \quad (8)$$

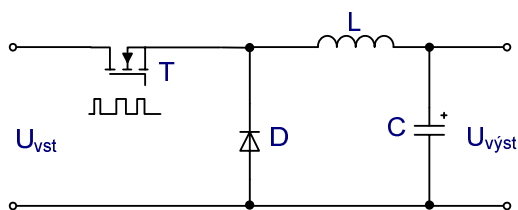
Na kondenzátoru roste napětí opačné polarity než vstupní napětí. Pokud dosadíme rovnice (6) a (8) do rovnice (5), dostaneme po menší úpravě

$$U_{\text{výst}} = -\frac{T_A}{T_B} U_{\text{vst}}. \quad (9)$$

Můžeme tedy říci, že při prodloužení doby  $T_A$  sice můžeme zvětšit velikost akumulované energie v cívce, ale zároveň se tím i prodlužuje doba vybíjení kondenzátoru  $C$  do zátěže. Výstupní napětí tudíž může být menší i větší oproti vstupnímu napětí. Většinou se používá varianta, kdy výstupní napětí je menší než vstupní (bráno v absolutní hodnotě) a tedy  $T_A < T_B$ .

### 2.3.2 Snižující měnič

Schéma snižujícího měniče je na obr. 2.3. Můžeme ho také nazývat propustný měnič, chopper nebo buck. Je to obvod, ve kterém je cívka zapojena do série se spínačem. Tento měnič dodává do výstupního obvodu energii jak v časovém intervalu  $T_A$  tak i v době  $T_B$ .



obr. 2.3: Snižující měnič

#### Popis funkce obvodu

V časovém intervalu  $T_A$  se sepne tranzistor a začne protékat proud ze zdroje napětí přes tranzistor, cívku a kondenzátor, na kterém roste napětí. Proud cívku opět přibližně lineárně vzrůstá, až dosáhne své maximální hodnoty

$$\Delta I_{L_A} = \frac{U_{\text{vst}} - U_{\text{výst}}}{L} T_A. \quad (10)$$

Poté tranzistor vypne a začíná interval  $T_B$ . Po vypnutí tranzistoru se snaží cívka udržet směr a velikost svého proudu, kterým nabíjí kondenzátor a uzavírá se přes diodu  $D$ . Pokles proudu lze vyjádřit pomocí rovnice

$$\Delta I_{L_B} = \frac{U_{\text{výst}}}{L} T_B. \quad (11)$$

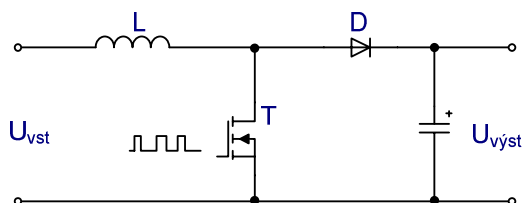
Pokud se rovnice (10) a (11) dosadí do rovnice (5), dostáváme opět vztah pro výstupní napětí

$$(U_{\text{vst}} - U_{\text{výst}}) T_A = U_{\text{výst}} \cdot T_B \Rightarrow U_{\text{výst}} = U_{\text{vst}} \frac{T_A}{T_B}. \quad (12)$$

Je patrné, že výstupní napětí bude maximálně tak velké jako je vstupní napětí. Pokud budeme chtít zmenšit napětí, musí se zkrátit interval  $T_A$  (nebo prodloužit dobu  $T_B$ ).

### 2.3.3 Zvyšující měnič

V literatuře se vyskytuje také pod názvem boost nebo step-up converter. Obvod, kde je cívka zapojená do série se spínačem a spínač je uzemněn. Principiální schéma je na obr. 2.4.



obr. 2.4: Zvyšující měnič

#### Popis funkce obvodu

Během intervalu  $T_A$ , kdy je tranzistor sepnut se výstupní kondenzátor vybíjí do zátěže z předchozího cyklu a zároveň je uzavřena i proudová smyčka ze zdroje přes cívku  $L$  a tranzistor  $T$ . Dioda  $D$  je polarizována v závěrném směru, takže tyto dva děje jsou navzájem od sebe odděleny. Proud cívku přibližně lineárně stoupá, a jakmile dosáhne určité velikosti, tranzistor se rozezne a začíná interval  $T_B$ . Přírůstek proudu je

$$\Delta I_{L_A} = \frac{U_{vst}}{L} T_A. \quad (13)$$

Po rozeznutí tranzistoru proud cívku klesá a jeho celkový pokles je

$$\Delta I_{L_B} = -\frac{U_{vst} - U_{výst}}{L} T_B. \quad (14)$$

Dosazením rovnic (13) a (14) do (5) dostaneme opět vztah pro výstupní napětí

$$U_{výst} = U_{vst} \frac{T_A + T_B}{T_B} = U_{vst} \frac{T_C}{T_B} = \frac{U_{vst}}{1-s}, \quad (15)$$

kde  $s$  je střída, která je vyjádřena poměrem  $T_A$  ku  $T_B$ . Jelikož střída bývá menší než jedna, tak výstupní napětí bude vždy vyšší než vstupní.

### 2.3.4 Shrnutí uvedených typů měničů

Invertující měnič má nevýhodu v tom, že napěťové namáhání polovodičů je prakticky rovno součtu výstupního a vstupního napětí. Dále pak při úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí do nekonečna.

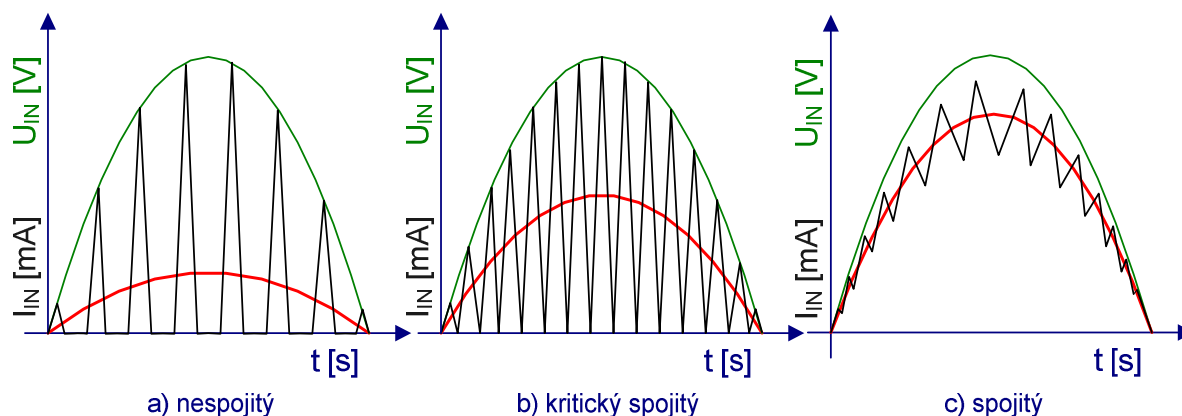
Měnič snižující má výhodu oproti invertujícímu měniči v tom, že jeho namáhání polovodičových součástek je rovno pouze vstupnímu napětí. Dále výhodu v tom, že při úplném odlehčení měniče vzroste výstupní napětí pouze na hodnotu vstupního.

Měnič zvyšující má výhodu v tom, že jeho součástky jsou namáhány pouze velikostí výstupního napětí, ale při úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí do nekonečna, což je považováno za nevýhodu [4].



## 2.4 Režimy činnosti aktivních PFC

Rozdělují se na spojitý a nespojitý, popřípadě může nastat i možnost kritického spojitého režimu jak ukazuje obr. 2.5. Spojitost nebo nespojitost proudu ovlivňuje pracovní frekvence obvodu PFC a hodnota indukčnosti použité cívky. Pomocí proměnné frekvence můžeme docílit nespojitého i kritického spojitého průběhu. Pro řízení PFC je však výhodnější použít pevnou pracovní frekvenci, kdy se mění pouze poměr  $T_A/T_B$ , tedy střída. V tomto režimu má PFC obvod oproti režimu s proměnnou pracovní frekvencí jistý počátek funkce. Můžeme si také povšimnout, že střední hodnota vstupního proudu (červená křivka) u spojitého průběhu dosahuje vyšších hodnot než u nespojitého s proměnnou frekvencí.



obr. 2.5: Průběhy napětí a proudů pro jednotlivé režimy činnosti PFC

### 2.4.1 Nespojitý režim činnosti PFC

Tuto činnost PFC popisuje obr. 2.5 a). Režim nespojitého proudu je takový, při kterém klesne proud  $I_{IN}$  v časovém intervalu  $T_B$  na nulu a do konce  $T_B$  setrvá nulový.

### 2.4.2 Spojitý režim činnosti PFC

Spojitým režimem (režimem spojitého proudu) rozumíme to, že proud tekoucí cívkou nikdy neklesne na nulu a nebude se stále držet nulový. Může ale nastat mezní případ, kdy se proud na konci intervalu  $T_B$  dotkne nuly pouze v jediném bodě. Spojitý režim se tak dělí s ohledem na velikost proudu při sepnutí. Může být nulový, nebo nenulový, jak ukazuje obr. 2.5 b) c). Tento režim budeme využívat v další práci.

## 3. Analýza PFC

### 3.1 Příprava analýzy

Pro nastínění funkce jednotlivých druhů PFC je nutno vypočítat přibližnou hodnotu tlumivky, která je použita v jednotlivých zapojeních. Dále je nutno stanovit další parametry:

Účinnost .....  $\eta = 85 \%$

Výstupní stejnosměrné napětí .....  $U_{\text{výst}} = 12 \text{ V}$

Maximální výstupní výkon .....  $P_{\text{výst max}} = 200 \text{ mW}$

Efektivní proud cívkou  $I_L$  je

$$P_{\text{výst}} = U_{\text{vst}} \cdot I_L \cdot \eta \Rightarrow I_L = \frac{P_{\text{výst}}}{\eta \cdot U_{\text{vst}}} = \frac{0,2}{0,85 \cdot \frac{10}{\sqrt{2}}} = 33,276 \text{ mA} \quad (16)$$

Špičková hodnota vstupního proudu

$$I_{\text{špička}} = \sqrt{2} \cdot I_L = \sqrt{2} \cdot 33,276 \cdot 10^{-3} = 47,059 \text{ mA} \quad (17)$$

Zvlnění vstupního proudu  $\Delta I_L$ , kde  $\delta$  je 10 % zvlnění z  $I_{\text{špička}}$

$$\Delta I_L = \delta \cdot I_{\text{špička}} = 0,1 \cdot 47,059 = 4,706 \text{ mA} \quad (18)$$

Pro zvyšující měnič lze vypočítat i střidu spínání

$$s = \frac{U_{\text{výst}} - U_{\text{vst}}}{U_{\text{výst}}} = \frac{12 - \frac{10}{\sqrt{2}}}{12} = 0,411(-) \quad (19)$$

Celkovou dobu  $T_C$  lze vypočítat jako převrácenou hodnotu pracovní frekvence  $f_s$  dosazením do rovnice (1)

$$T_C = \frac{1}{200 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

Konečně lze vypočítat indukčnost cívky

$$L = \frac{U_{\text{vst}} \cdot s \cdot T_C}{\Delta I_L} = \frac{10 \cdot 0,411 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{4,706 \cdot 10^{-3}} = 4,367 \text{ mH}. \quad (20)$$

Tato hodnota je pro následující simulace zaokrouhlena na 5 mH. Spínací tranzistor byl zvolen unipolární s označením IRF034. Filtrační kondenzátor na výstupu má hodnotu 100  $\mu\text{F}$ .

### 3.2 Nastavení analýzy

Jak již bylo napsáno výše, pro návrh PFC bylo zvoleno obvodové řešení zvyšujícího měniče. Pro účely analýzy je ve všech případech zapojení jako vstupní signál použito sinusové napětí s amplitudou 10 V a kmitočtem 50 Hz. Pracovní kmitočet tranzistoru byl zvolen

nad pásmo slyšitelnosti, jeho hodnota bude  $f_s = 200$  kHz. Protože řízení PFC pomocí obvodu sestaveného z diskretních součástek je pro nás z hlediska vlastní spotřeby nereálné, byla zvolena varianta řízení PFC pomocí mikrokontroléru. Ten má při správném nastavení vlastní spotřebu jen v řádech desítek až stovek  $\mu\text{W}$ . Pro účely simulace programem PSPICE bude v práci využito rovnic, které ve finální verzi obvodu budou v řídicím algoritmu mikrokontroléru implementovány.

Okno výsledků je vždy rozděleno do dvou částí. Ve spodní části jsou zobrazeny průběhy vstupního sinusového napětí  $V(\sin)$ , výstupního napětí  $V(OUT)$ , vstupního proudu  $I(V1)$  a popřípadě i přibližný průběh střední hodnoty vstupního proudu  $MyAvg(I(V1), 1100)$ . Tato funkce byla implementována jako makro a popisuje ji rovnice (21).

$$MyAvg(A, B) = \frac{ENVMAX(A, B) + ENVMIN(A, B)}{2} \quad (21)$$

V horním okně je zobrazen průběh výkonu na zátěži  $R1$   $W(R1)$ , odebíraný výkon na zdroji  $W(V1)$  a účinnost, která je vyjádřena poměrem středních hodnot těchto výkonů, jak je znázorněno ve vztahu (22).

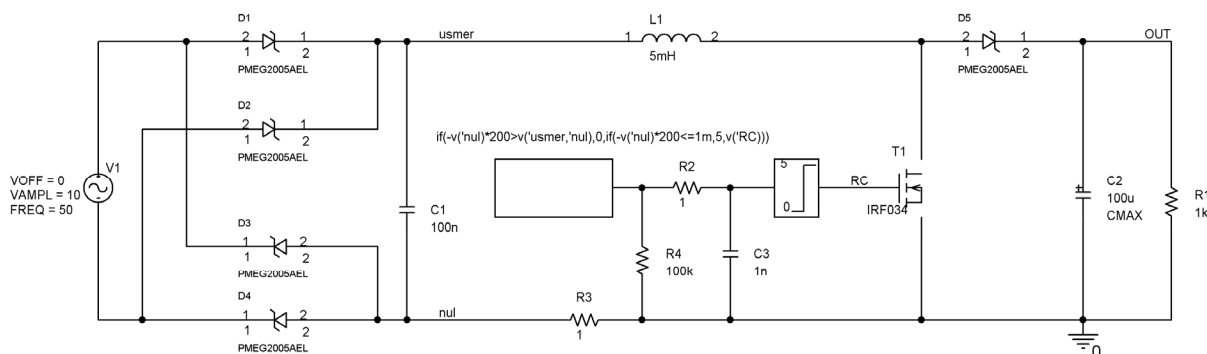
$$\eta = \frac{AVG(W(R1))}{AVG(W(V1))} \cdot 100 \quad (\%) \quad (22)$$

Ve schématech jednotlivých obvodů a v jejich kontrolních rovnicích se vyskytují symboly  $v(\sin)$ ,  $v(Rsen)$ ,  $v(usm)$ ,  $v(pulse)$ ,  $v(RC1)$  a  $v(RC2)$ . Označují napětí v příslušně pojmenovaných uzlech v obvodu.

## 3.3 Jednoduché zapojení

### 3.3.1 S proměnnou pracovní frekvencí

Schéma jednoduchého zapojení zvyšujícího měniče s proměnnou frekvencí je na obr. 3.1. Bylo použito klasického zapojení s Graetzovým usměrňovačem, induktivním filtrem, spínačem jako tranzistor a filtrem na výstupu v podobě elektrolytického kondenzátoru.



obr. 3.1: Schéma jednoduchého zapojení s proměnnou frekvencí

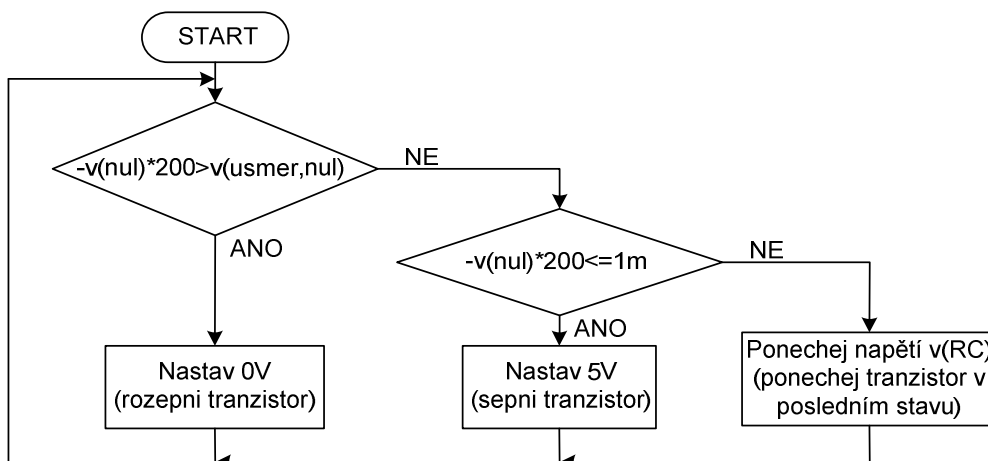
### Popis funkce obvodu

V době  $T_A$  je tranzistor sepnut a výstupní kapacitor se vybíjí z předchozího cyklu do zátěže  $R1$ . Při tomto ději se zároveň na cívce objevuje napětí a proud cívku lineárně narůstá. Tyto dva

děje jsou navzájem odděleny diodou D, která je polarizována v závěrném směru. Když proud cívku dosáhne předem stanovené hodnoty, tranzistor se vypne a začíná časový interval  $T_B$ . V tomto intervalu dodává cívka přes diodu D energii do výstupního obvodu. Proud cívku tedy přibližně lineárně klesá, až dosáhne nuly (tedy v našem případě pouze  $10^{-3}/200$  mA kvůli lepší reakci simulačního programu). Poté opět spíná tranzistor a začíná interval  $T_A$ . Celé řízení je realizováno pomocí kontrolní rovnice (23)

$$\text{if} \left( -v('nul') \cdot 200 > v('usmer', 'nul'), 0, \text{if} \left( -v('nul') \cdot 200 \leq 1\text{m}, 5, v('RC') \right) \right) \quad (23)$$

Kontrolní rovnice pro tento obvod je znázorněna pomocí vývojového diagramu na obr. 3.2.



obr. 3.2: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro jednoduché zapojení s proměnnou pracovní frekvencí

Výsledná simulace je na obr. 3.3. V příloze A.1. je lze najít podrobnější zobrazení průběhů. Jestli toto zapojení pracuje opravdu s proměnnou frekvencí lze snadno odhalit. Pokud se podíváme na průběh vstupního proudu, tak při malých hodnotách vstupního napětí se spíná s vyšším kmitočtem a okolo maximálních hodnot vstupního napětí se spíná s nižším kmitočtem.

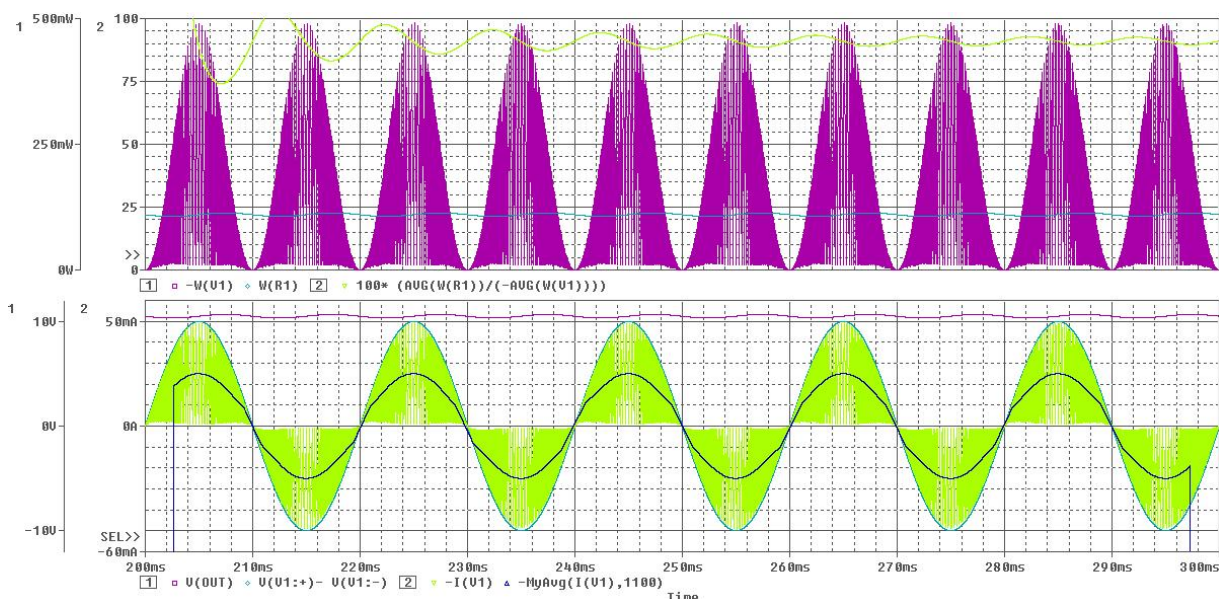
Pokud porovnáme zadané parametry s hodnotami ze simulace, tak je zřejmé, že požadovaný výstupní výkon nedosahuje 200 mW, ale pouze přibližně 110 mW. Také výstupní napětí nedosahuje 12 V, což není zas takový problém. Jediná účinnost je na požadované hodnotě.

Při odečítání jednotlivých hodnot harmonických vstupního proudu (viz. příloha A.2) musíme mít na paměti, že obvod pracuje s proměnnou frekvencí a harmonických složek bude větší množství. Část harmonických leží dokonce v pásmu do 20 kHz, tedy ve slyšitelném pásmu. Z uvedeného důvodu je pro nás toto zapojení nejméně vhodné. Přesto můžeme přibližně určit činitel harmonického zkreslení vstupního proudu dosazením do rovnice (3)

$$THD_1 = \frac{\sqrt{(2,5 \cdot 10^{-3})^2 + (2,2 \cdot 10^{-3})^2 + (1,4 \cdot 10^{-3})^2 + (0,9 \cdot 10^{-3})^2 + (0,5 \cdot 10^{-3})^2}}{24,151 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 15,55\%.$$

Toto zkreslení je vysoké. Pro zajímavost ještě určíme účinník

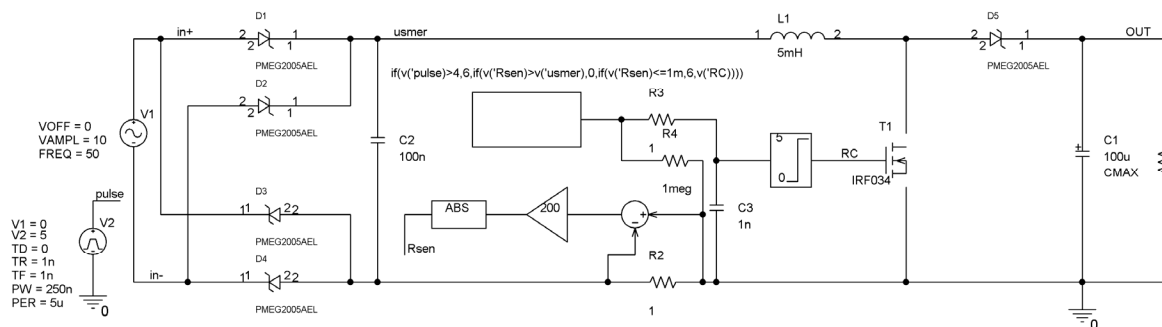
$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{15,55}{100} \right)^2}} = 0,9881.$$



obr. 3.3: Výsledná simulace obvodu v jednoduchém zapojení s proměnnou pracovní frekvencí

### 3.3.2 S konstantní pracovní frekvencí

Schéma jednoduchého zapojení zvyšujícího měniče s konstantní frekvencí je na obr. 3.4. Toto schéma se liší pouze pomocným pulzním zdrojem, určeným, pro synchronizaci řídicího obvodu. Dále jsou tu přidány bloky provádějící aritmetické operace se signály, pro zjednodušení kontrolní rovnice (24). Jedná se o úpravu snímaného napětí z odporu R2. Je zde přidán rozdílový člen pro získání napětí na odporu R2, zesilovací člen udávající výsledný poměr vstupního napětí a proudu a absolutní hodnota, která zajistí vždy stejnou polaritu hlídané veličiny, takže není nutné se zabývat znaménky.



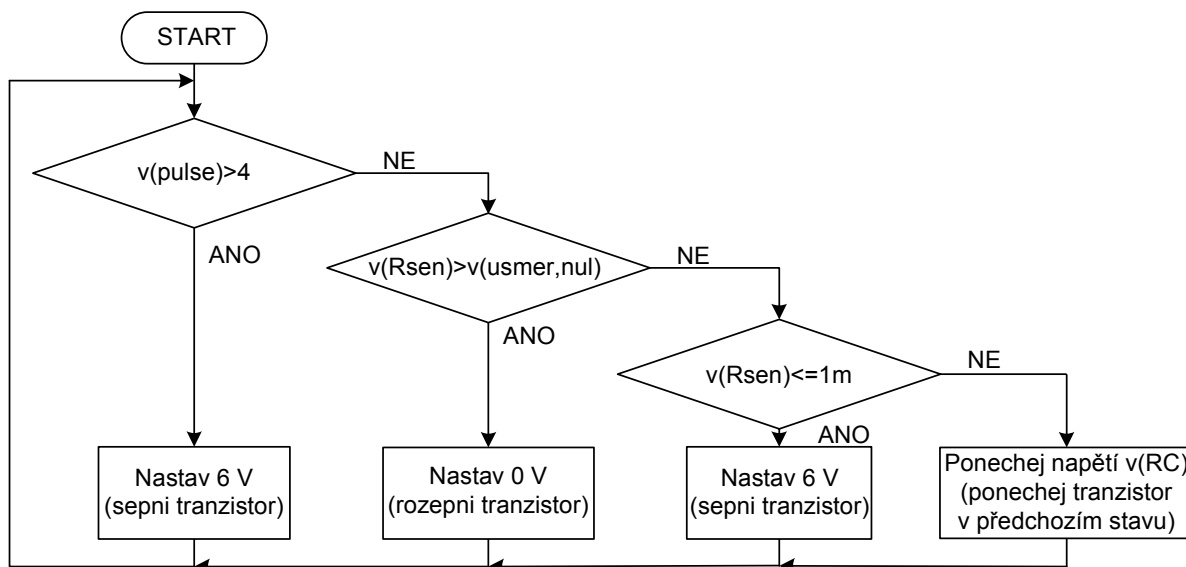
obr. 3.4: Schéma jednoduchého zapojení s konstantní frekvencí

### Popis funkce obvodu

Popis obvodu je prakticky totožný jako v předchozím případě, jen je jiná kontrolní rovnice (24) pro řídicí obvod. Vývojový diagram rovnice je na obr. 3.5. V první podmínce se zjišťuje, zda napětí pomocného pulzního zdroje přesáhlo úroveň 4 V. Pokud ano, tranzistor spíná a začíná doba  $T_A$ . Pokud ale napětí na snímacím odporu R2 nepřesáhlo napětí usměrněného, tak tranzistor zůstává sepnutý a proud cívku stále narůstá. Jsme stále v době  $T_A$  a v poslední podmínce se ptáme, zda je napětí na R2 menší nebo rovno úrovni 1 mV. Pokud není, ponecháme tranzistor sepnutý. Jakmile nastane situace, kdy vhodně zesílené napětí na rezistoru R2 je vyšší než napětí

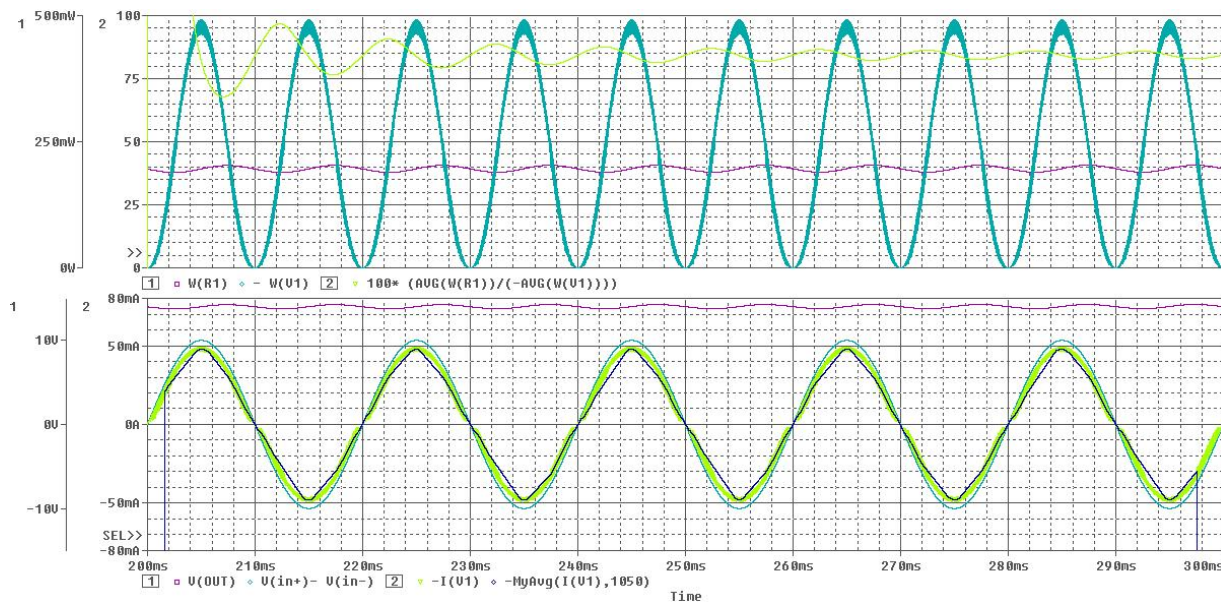
usměrněné, tranzistor rozpíná a začíná doba  $T_B$ . Proud cívku klesá tak dlouho, dokud se na pulzním zdroji opět neobjeví větší úroveň než 4 V.

$$\text{if} \left( v('pulse) > 4, \text{if} \left( v('Rsen) > v('usmer, 'nul), 0, \text{if} \left( v('Rsen) \leq 1\text{m}, 6, v('RC) \right) \right) \right) \quad (24)$$



obr. 3.5: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro jednoduché zapojení s konstantní pracovní frekvencí

Výsledky simulace jsou na obr. 3.6. Podrobnější zobrazení jednotlivých průběhů, je v příloze A.3, kde je ukázána poslední perioda simulace.



obr. 3.6: Výsledná simulace obvodu v jednoduchém zapojení s konstantní pracovní frekvencí

Pokud opět porovnáme zadané hodnoty s hodnotami výslednými ze simulace, je zřejmé, že tento obvod splňuje více požadovaných hodnot než obvod předchozí. Výstupní výkon se pohybuje opravdu kolem hodnoty 200 mW. Špičková hodnota vstupního proudu má hodnotu

46,5 mA. Účinnost je opět na optimální úrovni. Jen výstupní napětí se pohybuje kolem 13 V místo požadovaných 12 V.

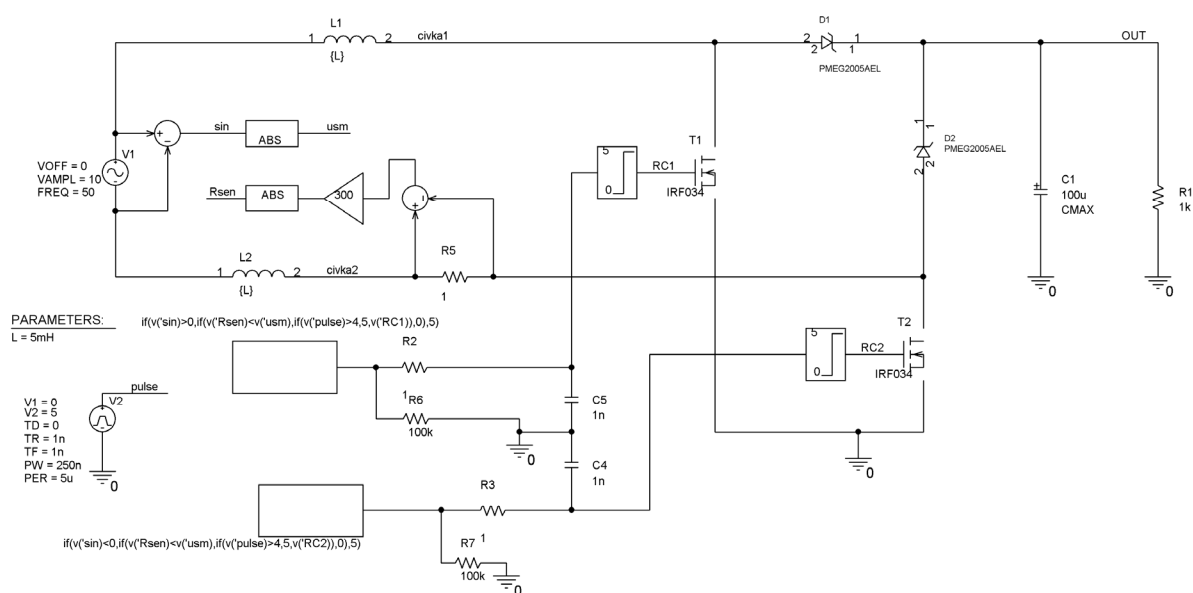
Při odečtení hodnot jednotlivých harmonických vstupního proudu (viz. příloha A.4) můžeme dosadit do (3) a opět určit činitel harmonického zkreslení vstupního proudu a účinník

$$THD_1 = \frac{\sqrt{(235 \cdot 10^{-6})^2 + (610 \cdot 10^{-6})^2 + (110 \cdot 10^{-6})^2 + (20 \cdot 10^{-6})^2 + (25 \cdot 10^{-6})^2}}{46,534 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 1,43\%,$$

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1,43}{100}\right)^2}} = 0,9999.$$

### 3.4 Zapojení aktivního usměrňovače formou polomostu

Toto zapojení vychází z [5]. V literatuře je uvedeno, že pomocí tohoto zapojení je možné získat na účinnosti až dvě procenta proti zapojení s můstkovým usměrňovačem. Je to vlastně zapojení aktivního polomostu s konstantní pracovní frekvencí. Vyobrazeno je na obr. 3.7. Ze schématu je patrné, že došlo ke změně oproti jednoduchému zapojení v posunu cívky před usměrňovač a místo dvou diod v usměrňovači jsou zapojeny tranzistory, které jsou řízeny podobným principem, jako tomu bylo v předchozím zapojení. V kladné půlvlně zdroje je aktivní jedna větev usměrňovače, v záporné druhá.



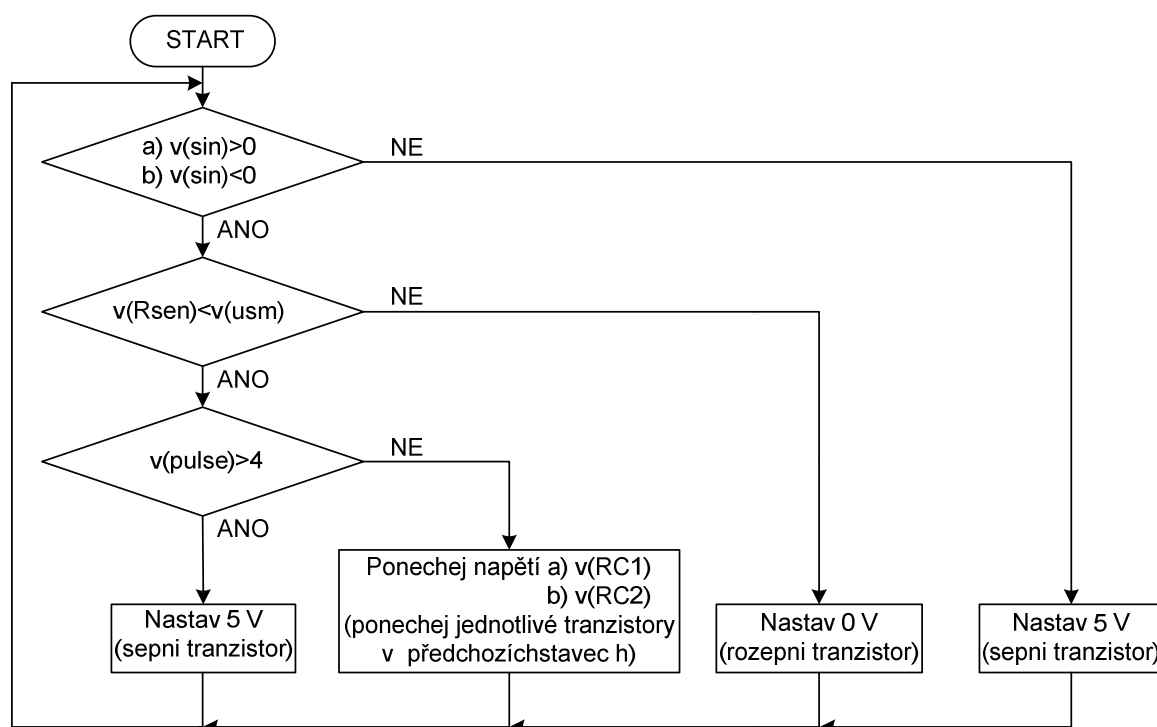
obr. 3.7: Zapojení aktivního polomostu

#### Popis funkce obvodu

Při kladné půlperiodě vstupního napětí je tranzistor T2 sepnut, aby kladl procházejícímu signálu co nejmenší odpor. V době  $T_A$  sepne tranzistor T1 a proud se uzavírá přes součástky L1, T1, T2, snímací odpor R5 a cívku L2. Začíná tedy narůstat proud cívku L1. Jakmile dosáhne proud cívku svého povoleného maxima, řídící tranzistor T1 vypne a začíná časový interval  $T_B$ ,

při kterém dodává energii cívka L1 přes diodu D1 do výstupního obvodu. Proud cívkou stejně jako v předchozích případech přibližně lineárně klesá. Tento cyklus se bude opakovat až do doby než vstupní napětí změní svoji polaritu. Při záporné půlperiodě si tranzistory prohodí svoji funkci (T1 sepnut po dobu záporné půlvlny a T2 bude spínat). V době  $T_A$  tedy sepne tranzistor T2 a proud se uzavírá přes součástky L2, snímací odpor R5, T2, T1 a cívku L2. Začíná tedy přibližně lineárně narůstat proud cívkou L2. Jakmile dosáhne proud cívkou L2 svého povoleného maxima, tranzistor T2 vypne a začíná časový interval  $T_B$ , při kterém dodává energii cívka L2 přes diodu D2 do výstupního obvodu. Proud cívkou opět přibližně lineárně klesá. Tento cyklus se bude opět opakovat až do doby než vstupní napětí změní svoji polaritu. Vývojový diagram rovnice je pak na obr. 3.8.

$$\begin{aligned} \text{a) pro T1: } & \text{if} \left( v('sin) > 0, \text{if} \left( v('Rsen) < v('usm), \text{if} \left( v('pulse) > 4, 5, v('RC1) \right), 0 \right), 5 \right) \\ \text{b) pro T2: } & \text{if} \left( v('sin) < 0, \text{if} \left( v('Rsen) < v('usm), \text{if} \left( v('pulse) > 4, 5, v('RC2) \right), 0 \right), 5 \right) \end{aligned} \quad (25)$$

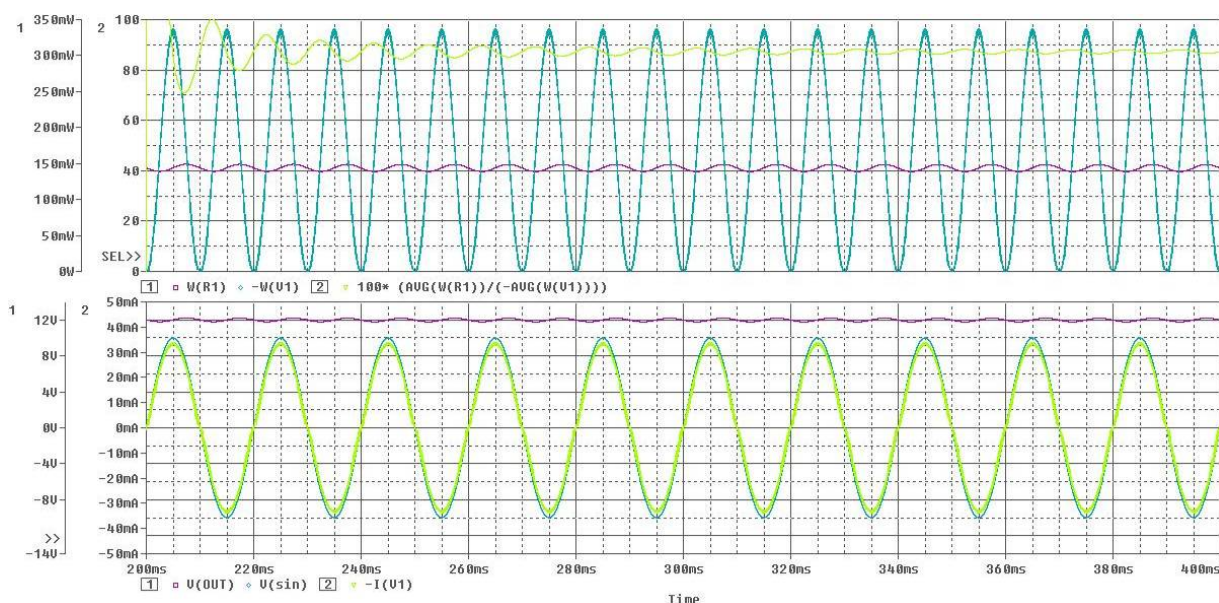


obr. 3.8: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro zapojení polomostu

Výsledná simulace tohoto zapojení je na obr. 3.9. Detailní zobrazení jednotlivých výstupních průběhů, je v příloze A.5, kde je zobrazena poslední perioda simulace.

Pokud si nyní porovnáme zadané hodnoty s hodnotami výslednými ze simulace, tak je zřejmé, že se tento obvod chová nejlépe. Výstupní výkon se sice pohybuje kolem hodnoty 160 mW, ale účinnost společně s výstupním napětím se shodují s hodnotami zadanými.





obr. 3.9: Výsledky simulace v zapojení polomostu

Při odečtení jednotlivých hodnot harmonických vstupního proudu (viz. příloha A.6) můžeme dosadit do (3) a určit opět činitel harmonického zkreslení vstupního proudu a účinník

$$THD_1 = \frac{\sqrt{(240 \cdot 10^{-6})^2 + (65 \cdot 10^{-6})^2 + (25 \cdot 10^{-6})^2 + (10 \cdot 10^{-6})^2 + (5 \cdot 10^{-6})^2}}{32,955 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 0,76\%,$$

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,76}{100}\right)^2}} = 1,0000.$$

### 3.5 Zapojení aktivního usměrňovače formou úplného mostu

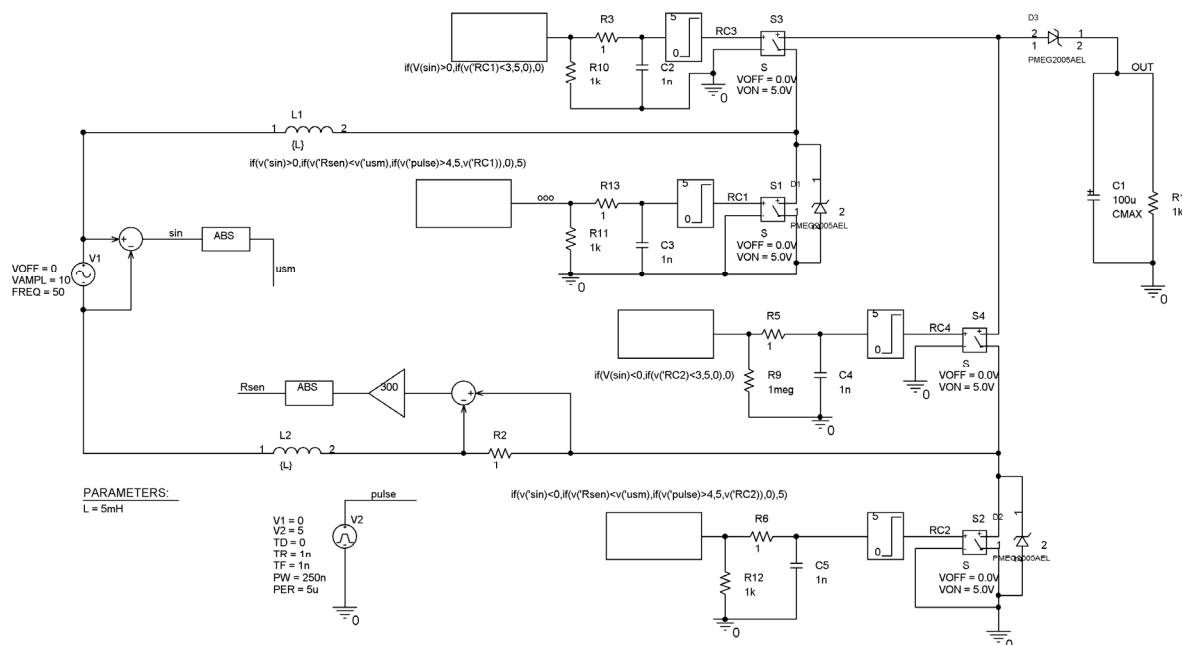
Schéma aktivního úplného mostu je na obr. 3.10. Oproti předchozímu zapojení zde byly zbývající dvě diody nahrazeny opět tranzistory. V tomto zapojení se už bude muset brát v potaz ochranný interval  $T_O$  mezi jednotlivými dobami spínání tranzistorů v jedné větvi. To znamená ochranné doby mezi T1 (S1) a T3 (S3) a také T2 (S2) a T4 (S4). V našem případě jsou pro účely simulace tranzistory nahrazeny ideálními spínači.

Samotné řízení ochranné doby  $T_O$  by vyžadovalo další kontrolní rovnici, která by reagovala na sestupnou hranu spínacího signálu tranzistoru a poté generovala nějaké zpoždění, než se vybijí parazitní kapacity tranzistoru. Pak by se mohl sepnout druhý tranzistor. To by znamenalo, že by se zvýšila vlastní spotřeba obvodu a tudíž klesla účinnost. Toto zapojení se většinou používá pro větší výkony a z našeho hlediska slouží pouze pro ilustraci funkčnosti a porovnání s předchozími zapojeními.

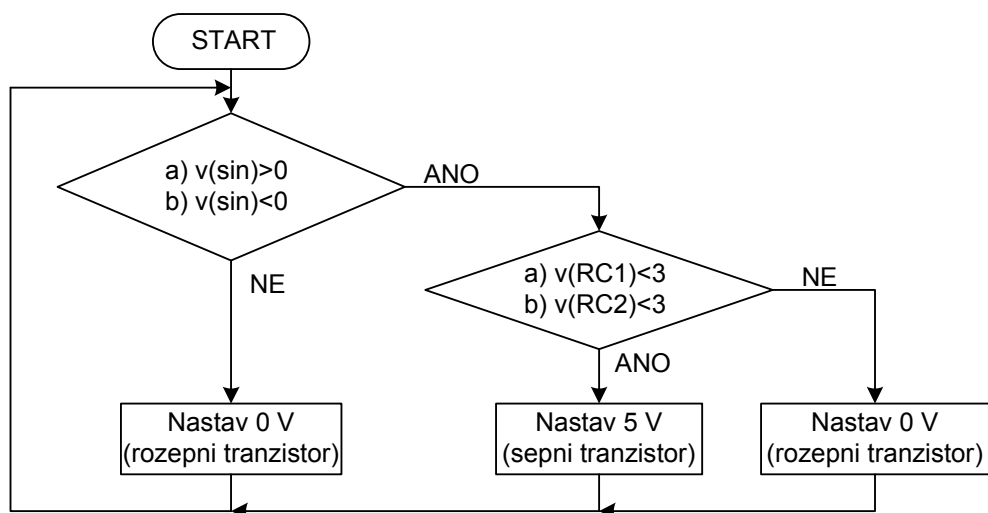
#### Popis funkce obvodu

Popis je prakticky stejný jako v zapojení polomostu, ale jsou přidány další dvě kontrolní rovnice (26). Vývojový diagram těchto rovnic je na obr. 3.11. Pro spínače S1 a S2 jsou rovnice shodné s rovnicemi (25).

- a) pro S3:  $\text{if}(v('sin') > 0, \text{if}(v('RC1') < 3,5,0),0)$
- b) pro S4:  $\text{if}(v('sin') < 0, \text{if}(v('RC2') < 3,5,0),0)$
- (26)



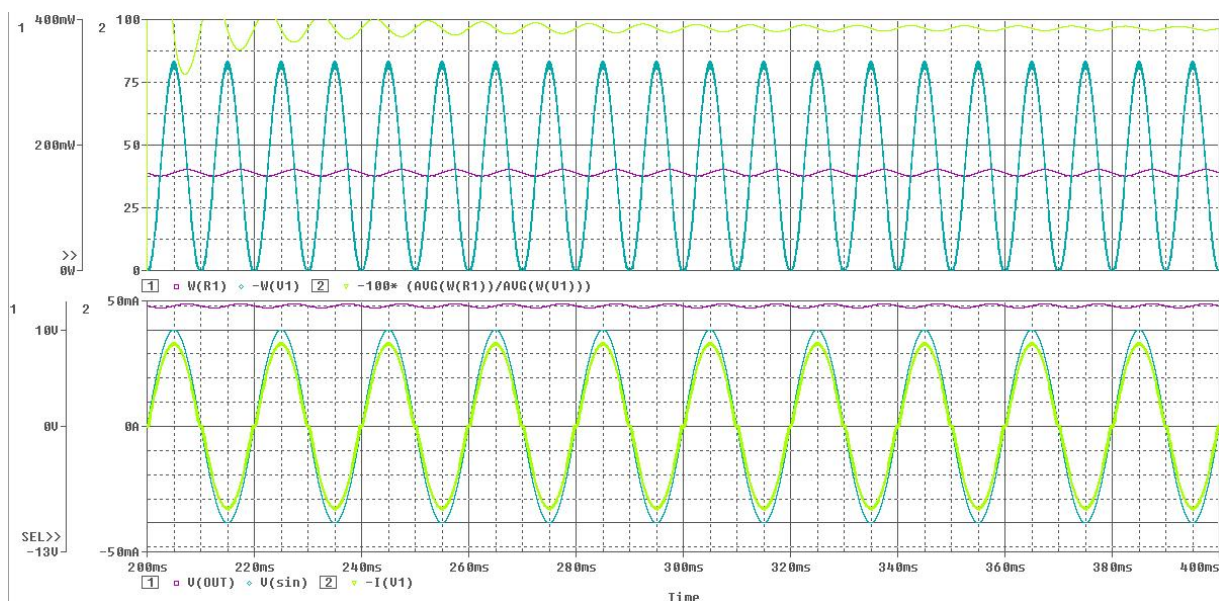
obr. 3.10: Zapojení aktivního mostu



obr. 3.11: Vývojový diagram rovnic v paralelních větvích aktivního mostu

Výsledná simulace je na obr. 3.12. Podrobnější zobrazení jednotlivých výstupních průběhů je možno nalézt v příloze A.7, kde je zobrazena poslední perioda simulace.

Porovnáním zadaných hodnot s hodnotami výslednými ze simulace, lze usoudit, že se tento obvod chová skoro stejně jako obvod v zapojení polomostu. Výstupní výkon se pohybuje kolem hodnoty 160 mW. Účinnost je o něco vyšší, což je dáno odstraněním ztrát na diodách. Výstupní napětí se pohybuje kolem 12,5 V místo požadovaných 12 V.



obr. 3.12: Výsledná simulace v zapojení aktivního mostu

Při odečtení hodnot jednotlivých harmonických vstupního proudu (viz. příloha A.8) můžeme dosadit do (3) a určit činitel harmonického zkreslení vstupního proudu a účinník stejně jako v předchozích případech

$$THD_1 = \frac{\sqrt{(50 \cdot 10^{-6})^2 + (275 \cdot 10^{-6})^2 + (70 \cdot 10^{-6})^2 + (20 \cdot 10^{-6})^2 + (10 \cdot 10^{-6})^2}}{32,279 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 0,89\%,$$

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,89}{100}\right)^2}} = 1,0000.$$

### 3.6 Porovnání jednotlivých druhů zapojení PFC

Podíváme-li se na následující tabulku, která porovnává zapojení všech PFC, vidíme, že nejlepší chování vykazovalo zapojení aktivního polomostu a úplného mostu. Již výše bylo vysvětleno, proč se aktivním mostem dále nebudeme zabývat. Pro návrh vlastního obvodu bude v další práci použito zapojení aktivního polomostu.

Tabulka 3.1: Shrnutí jednotlivých druhů zapojení PFC

Zapojení PFC	Účinnost (%)	Výstupní napětí (V)	Výstupní výkon (mW)	Účinník (-)
Jednoduché zapojení s proměnnou frekvencí	90	10.5	110	0.9881
Jednoduché zapojení s konstantní frekvencí	85	14.0	200	0.9999
Aktivní polomost	87	12.0	160	1.0000
Aktivní most	95	12.5	160	1.0000

## 4. Vlastní realizace PFC obvodu

V této kapitole bude realizováno a poté principiálně odzkoušeno klasické zapojení. Jako mikrokontrolér byl vybrán univerzální čip od firmy Atmel ATmega16. Budou použity schotkyho diody s označením PMEG2005 (Philips Semiconductors), které disponují velmi nízkým prahovým napětím při malých proudech. Jelikož se proudový odběr bude pohybovat řádově maximálně v desítkách miliampérů, tak prahové napětí diod bude do 150 mV. Spínací tranzistor byl zvolen MOSFET typu N s označením BS170. Pro snímání proudu je zde použito integrovaného obvodu AD8210 od firmy Analog Devices. V jednoduchém zapojení je použit jen jeden operační zesilovač, a to TL072. V zapojení polomostu je pro účely detekce nuly a jako sčítací zesilovač vybrán obvod MAX417, jehož výrobcem je Maxim IC.

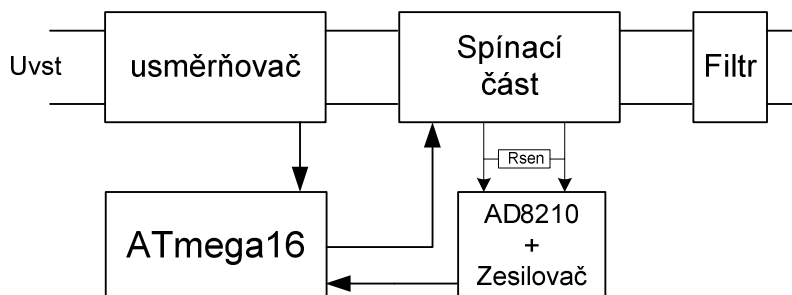
### 4.1 Základní údaje použitých součástek

Tabulka 4.1: Shrnutí základních údajů použitých součástek

Součástka	Popis	Vlastnosti	Literatura-datasheet
AD8210	Snímač proudu	Výstupní napětí 0,05 - 4,9 V	[6]
		Šířka pásma 450 kHz	
		Přesnost 0,6 mV/V	
BS170	Tranzistor MOSFET	Statický odpor při sepnutí 5 ohmů	[7]
		Vstupní kapacita 60 pF	
		Náběžná a sestupná hrana max. 10 ns	
PMEG2005	Schotkyho dioda	Maximální závěrné napětí 20 V	[8]
		V propustném směru 210mV@10mA, 280mV@100mA	
		Maximální propustný proud 500 mA	
MAX417	Operační zesilovač	Napájecí napětí v rozsahu 2,5 - 10 V	[9]
		Šířka pásma 150 kHz	
		Maximální spotřeba proudu v klidu na 1 zesilovač 1,2 $\mu$ A	
TL072	Operační zesilovač	Výkonová ztráta max. 680 mW	[10]
		Vstupní impedance $10^{12}$ ohmů	
		Harmonické zkreslení 0,01 %	

### 4.2 Jednoduché zapojení

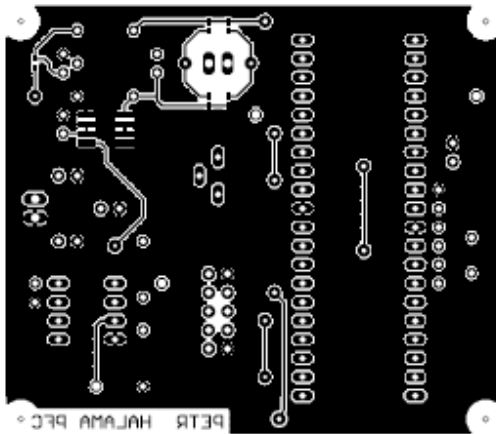
Blokové schéma obvodu je na obr. 4.1. Navržené schéma je umístěno v příloze B.1.



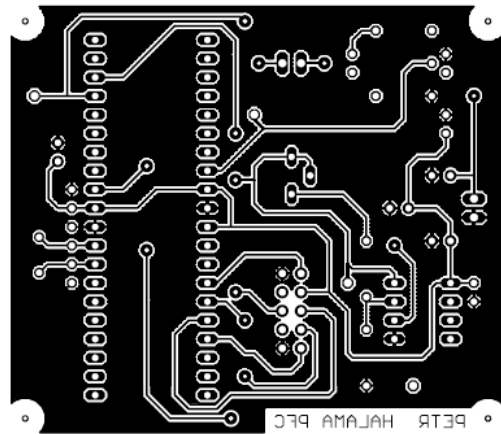
obr. 4.1: Blokové schéma navrhovaného jednoduchého zapojení

### 4.2.1 Návrh desky plošných spojů

Na obr. 4.2 je znázorněna deska plošného spoje s vrstvou TOP (strana součástek). Měřítko je 1:1 a rozměry desky jsou 69 x 60 mm, Obr. 4.3 je deska plošného spoje ve vrstvě BOTTOM (strana spojů).

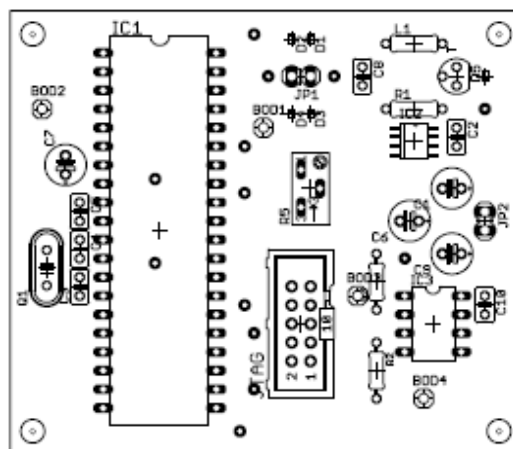


obr. 4.2: Plošný spoj ve vrstvě TOP



obr. 4.3: Plošný spoj ve vrstvě BOTTOM

### 4.2.2 Osazovací plán



obr. 4.4: Osazovací plán jednoduchého zapojení

Na obr. 4.4 je osazovací plán pro jednoduché zapojení. Výpis veškerých použitých součástek je uveden v příloze C.1.

### 4.2.3 Popis desky plošných spojů a program

Přivedené vstupní napětí je usměrněno a dále přivedeno na vstupní 4. pin k ATmega16 pro komparaci. Ke komparátoru, na 3. pin, je připojeno napětí, které je snímáno pomocí  $R_{sen}$  a zesíleno operačním zesilovačem. Výstupní stav komparátoru rozhoduje o stavu tranzistoru, zda bude sepnut nebo vypnut. Výstupní signál pro tranzistor je vyveden z portu A, konkrétně 33. pin.

Jednoduchý program, který zajistí funkčnost PFC obvodu je uveden pod tímto odstavcem. Čítače TIMER1 čítá stále vzhůru až do požadované, předem definované hodnoty. Při jejím dosažení se čítač vynuluje a vyvolá se přerušení. V obsluze přerušení ISR( TIMER1\_COMPA\_vect ) se nastaví log 1 na hradlo tranzistoru a tranzistor sepne. Komparátor je nastaven tak, že při splnění podmínky  $A \cdot U_{Rsen} > U_{usm}$  je vyvoláno přerušení. Rutina související s tímto přerušením ISR( ANA\_COMP\_vect ) obsahuje instrukci, která nastaví na hradlo tranzistoru log 0 a tím se tranzistor vypne. V podmínce symbol  $A$  vyjadřuje zesílení snímaného napětí.

```
#include <avr/io.h> //hlavičkový soubor
#include <avr/interrupt.h> //knihovna pro přerušení
#include <stdio.h>
#define XTAL 16000000

ISR(ANA_COMP_vect) { //Přerušení pro komparátor
    PORTA = 0b01000000; //tranz. vypnut
}

ISR( TIMER1_COMPA_vect ) { //tranz. Sepnut
    PORTA = 0b10000000;
}

int main (void) {
    DDRA = 0b11111111; //portu A jako výstup
    OCR1A = 39;
    TCCR1B |= (0<<CS12) | (0<<CS11) | (1<<CS10) | (1<<WGM12);

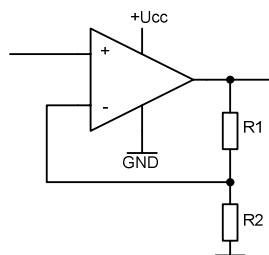
    TIMSK |= (1<<OCIE1A); //povolení preruseni
    ACSR = 0b00001011; //preruseni při nabezne hrane
    sei();
    while (1);
}
```

Hodnotu frekvence s kterou obvod pracuje určíme podle vztahu (27)

$$f = \frac{f_{\text{clk\_I/O}}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR1A)}, \quad (27)$$

kde  $N$  je hodnota předděličky a  $OCR1A$  je komparační registr. Tento vztah byl převzat z [11].

Integrovaný obvod AD8210 má sám o sobě zesílení  $A_0 = 20$  a pro naše účely bylo zapotřebí přidavné zesílení pomocí TL072. Jedná se o neinvertující zapojení, jak ukazuje obr. 4.5. TL072 je zapojen v kaskádě s AD8210, celkové zesílení tedy získáme vynásobením zesílení dílčích zesilovačů. Lze nastavit pomocí trimru R5, zapojeného ve zpětné vazbě TL072.



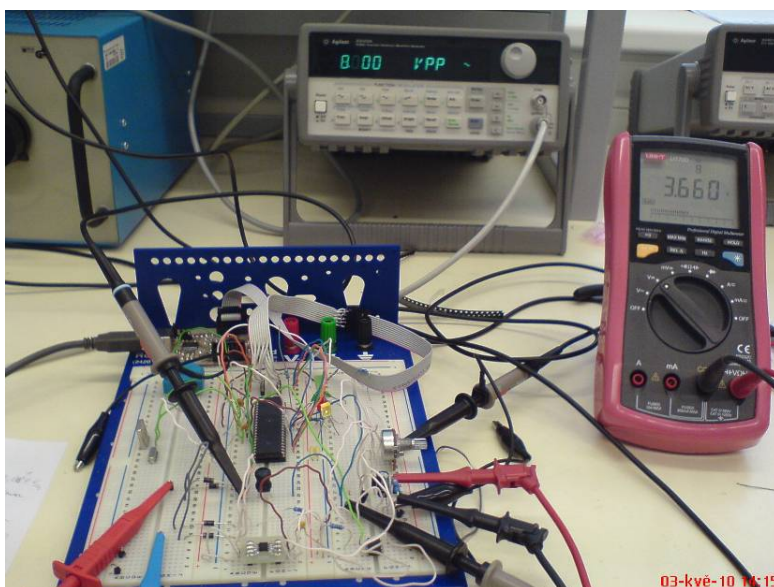
obr. 4.5: Neinvertující zesilovač

Má hodnotu podle vztahu (28). Výstupní napětí  $U_2$  je tvořeno součtem úbytků napětí na sériové kombinaci odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Vstupní napětí  $U_1$  je díky virtuální nule mezi vstupními svorkami rovno pouze úbytku na odporu  $R_2$ .

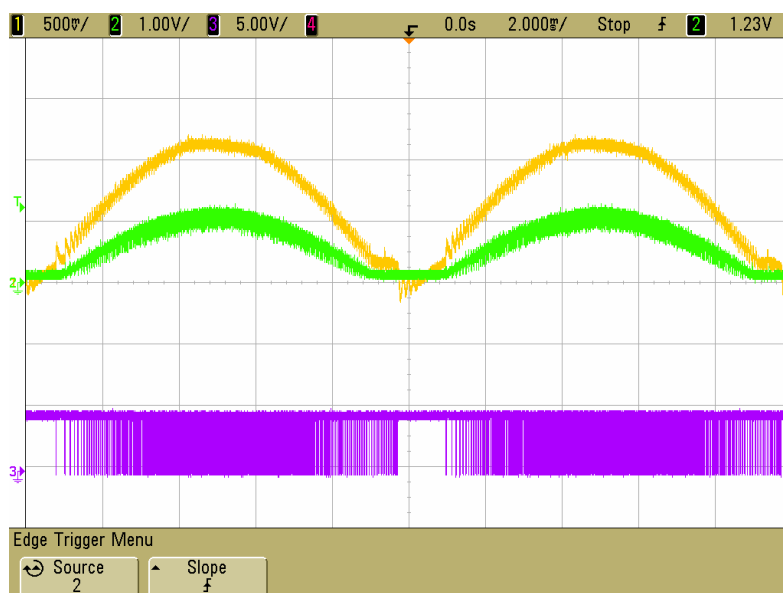
$$Au = A_0 \cdot \frac{U_2}{U_1} = A_0 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 20 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (28)$$

#### 4.2.4 Oživení a naměřené údaje

Funkce zapojení byla otestována na nepájivém poli, jak ukazuje obr. 4.6.



obr. 4.6: Navržené zapojení na nepájivém poli

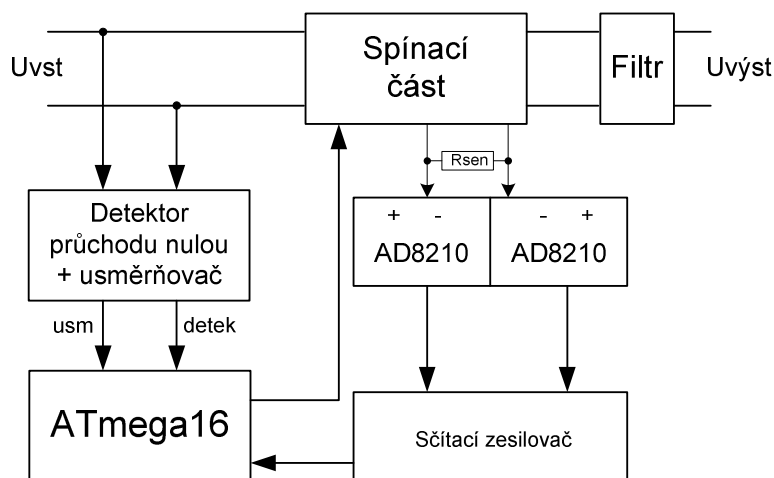


obr. 4.7: Výsledný oscilogram pro jednoduché zapojení

Ve skutečnosti se celkové zesílení liší od zesílení, které je použito v simulaci (viz. obr. 3.4). Hodnota odporu  $R_1$  byla pouze  $400\ \Omega$  vůči odporu  $100\ k\Omega$  a tudíž celkové zesílení bylo přibližně 30. Při vstupním sinusovém napětí  $8\ V_{pk-pk}$  bylo na výstupu stejnosměrných 3,5 V. Pokud uvažíme, že na usměrňovači je úbytek napětí cca 1 V (zde byly použity diody 1N5818), vidíme, že obvod skutečně napětí zvyšuje. Pracovní frekvence obvodu je kolem 100 kHz. Výsledný oscilogram je dále na obr. 4.7, kde fialový průběh znázorňuje řídicí signál tranzistoru, zelený průběh je snímané napětí na  $R_{sen}$  a žlutý je usměrněné vstupní napětí.

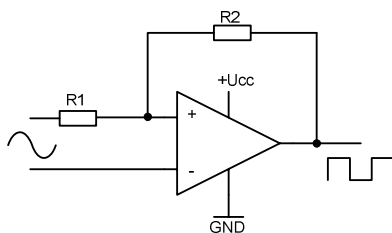
### 4.3 Polomost

Blokové schéma obvodu je na obr. 4.8. Navržené schéma je umístěno v příloze B.2.



obr. 4.8: Blokové schéma navrženého obvodu v zapojení polomostu

Při srovnání s předchozím blokovým schématem je patrné, že je tu nutno použít detektor nuly pro řízení spínání tranzistorů obr. 4.9.



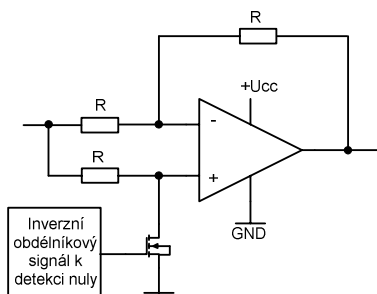
obr. 4.9: Detektor nuly

Forma usměrňovače je řešena klasicky pomocí graetzova můstku z schotkyho diod PMEG2005. První myšlenka jak sestavit usměrněný průběh byla v použití operačního usměrňovače (viz. obr. 4.10).

Toto zapojení se podařilo zprovoznit samostatně jak znázorňuje uložený oscilogram na obr. 4.11, přičemž usměrněná záporná půlvlna vstupního napětí měla cca o 5 % nižší amplitudu než kladná. Tento jev lze vysvětlit tolerancí použitých rezistorů, které by měly být co možná nejpřesnější. Po připojení dalších částí obvodu se však zápornou půlvlnu vstupního signálu nepodařilo vůbec usměrnit. Na obr. 4.11 lze vidět vstupní sinusové napětí (růžový

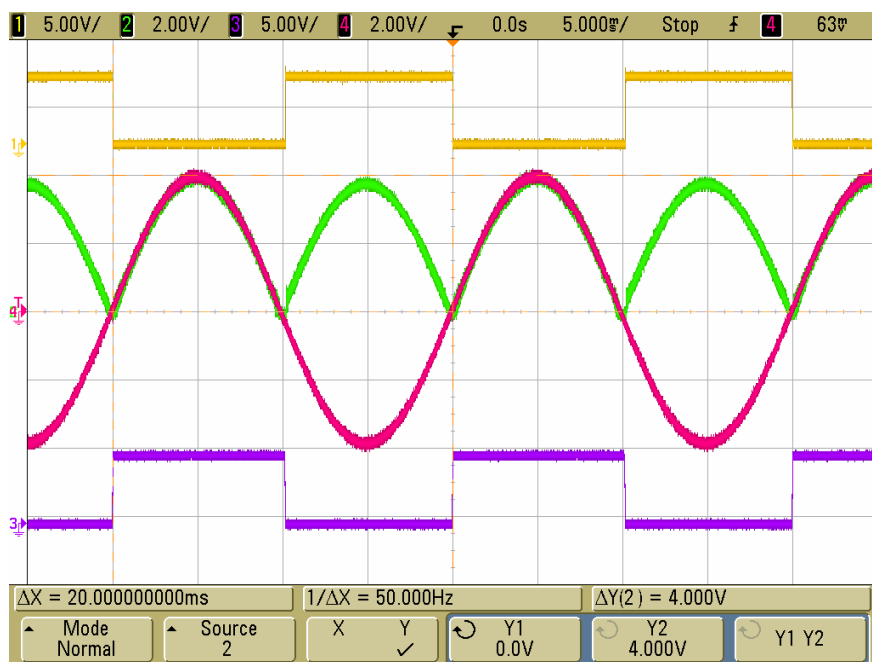


průběh), usměrněné napětí je zelený průběh, fialový je detekce kladné a záporné půlvlny a k němu inverzní žlutý signál.



obr. 4.10: Operační usměrňovač

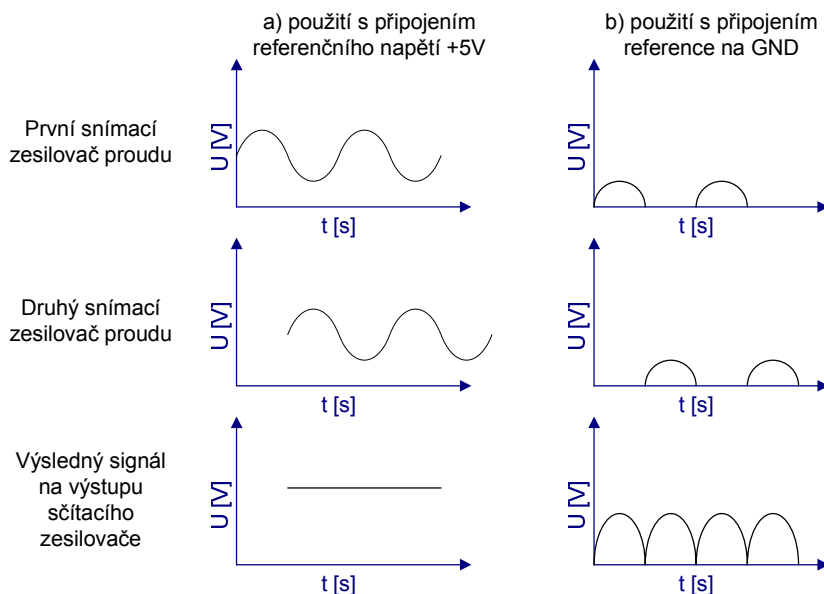
Dále jsou tu použity dva snímače proudu, které mají nastavenou referenci 0 V a jsou zapojeny antiparalelně. Toto snímání proudu zaručuje nulovou stejnosměrnou složku. Doplnující vysvětlení nastalých událostí poskytuje obr. 4.12. Při uzemněné referenci vždy pracuje v jednom směru jeden snímač a druhý kopíruje nulu. Pokud proud změní směr, funkci si snímače prohodí. Při zapojení referenčního napětí +5 V jak ukazuje obr. 4.12 a) se vytvoří stejnosměrná složka, která má poloviční hodnotu, tedy 2,5 V. Tedy zapojení s referencí je pro naše účely neakceptovatelné a proto je použito antiparalelního zapojení dvou snímačů s nulovou referencí.



obr. 4.11: Výsledné průběhy detekce a usměrněného napětí

### 4.3.1 Popis desky plošných spojů a program

Vstupní napětí je tedy rozděleno na kladnou a zápornou půlvlnu. Komparátor realizovaný pomocí MAX417 zajišťuje detekci průchodu vstupního signálu nulou. Jeho výstupní napětí má tvar obdélníku. Ten je přiveden k ATmega16 na pin č. 16, kde je možné vyvolat externí přerušení.



obr. 4.12: Výstupní průběhy snímačů proudu a sčítacího zesilovače

Tento signál určuje, jak se který z tranzistorů bude v dané půlce chovat. Na 4. pin je opět, jako v předchozím zapojení, připojeno napětí usměrněné. Abychom znovu mohli komparovat, tak na 3. pin je zapojeno snímané a zesílené napětí z Rsen. Výstupní signál pro tranzistory jsou vyvedeny z portu A, konkrétně z 33. a 34. pinu. Jednoduchý program, který zajistí funkčnost PFC obvodu pro zapojení polomostu je uveden pod tímto odstavcem.

```
#include <avr/io.h>                                     //hlavičkový soubor
#include <avr/interrupt.h>                               //knihovna pro přerušení
#include <stdio.h>

#define XTAL 16000000

ISR( INT0_vect )
{
    if((PIND & 0b00000100) == 4){
        PORTC = PORTC & 0b11111110;
        PORTA |= (1<<7);
    } else {
        PORTC = PORTC | 0b00000001;
        PORTA |= (1<<6);
    }
}

ISR( TIMER1_COMPA_vect )
{
    if((PIND & 0b00000100) == 4){
        PORTA |= (1<<6);                                     //tranz. sepnut
    } else {
        PORTA |= (1<<7);
    }
}
```

```

ISR(ANA_COMP_vect)                                //přerušeni pro komparátor
{
    if((PIND & 0b00000100) == 4){
        PORTA = PORTA & 0b01111111;                //tranz. vypnut
    } else {
        PORTA = PORTA & 0b10111111;
    }
}

int main (void)
{
    DDRC |= (1<<0);                                //definice vystupniho portu C pro pruchod nulou

    DDRA = 0b11111111;                               //port A jako výstup pro spin. tranzistoru

    MCUCR |= (1<<ISC00);                             //preruseni pri kazde zmene

    GICR |= (1<<INT0);                               //povoleni preruseni od INT0 (pin16_PD2)

    OCR1A = 39;

    TCCR1B |= (0<<CS12) | (0<<CS11) | (1<<CS10) | (1<<WGM12);

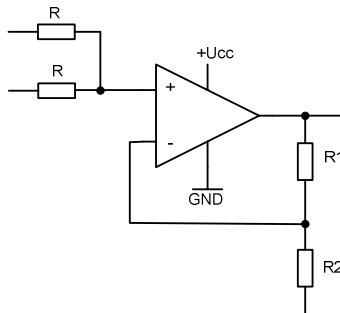
    TIMSK |= (1<<OCIE1A);                             //povoleni preruseni kompar s OCR1A

    ACSR = 0b00001011;                               // pov.preruseni pri nabeznych hranach

    sei();
    while (1);
}

```

Použitý sčítací zesilovač je na obr. 4.13. Přes odpory R (100k) jsou připojeny oba výstupy z proudových snímačů na neinvertující vstup zesilovače.



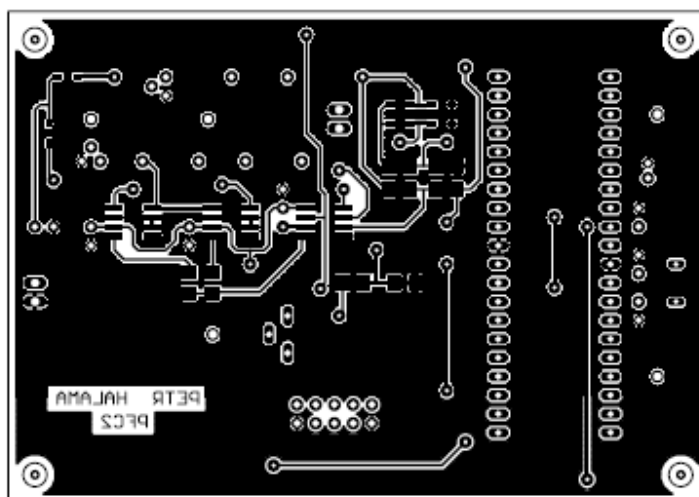
obr. 4.13: Sčítací zesilovač

Tento sčítací zesilovač může pracovat jak v zesilovacím módu, tak i v zeslabovacím módu. Budeme vycházet ze základní rovnice pro zesílení, která je definována jako poměr výstupního ku vstupnímu napětí. Mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem je virtuální nula a na jednom ze vstupů vždy bude připojena zem (viz. obr. 4.12 b). Výstupní napětí je tedy úměrné sériové kombinaci  $R1$  s  $R \parallel R2$  a vstupní napětí je potom úměrné sériové kombinaci  $R$  s  $R \parallel R2$ . Výsledná rovnice (29) ukazuje, že za pomoci velikosti rezistoru  $R1$  lze řídit celkové zesílení ve velkém rozsahu.

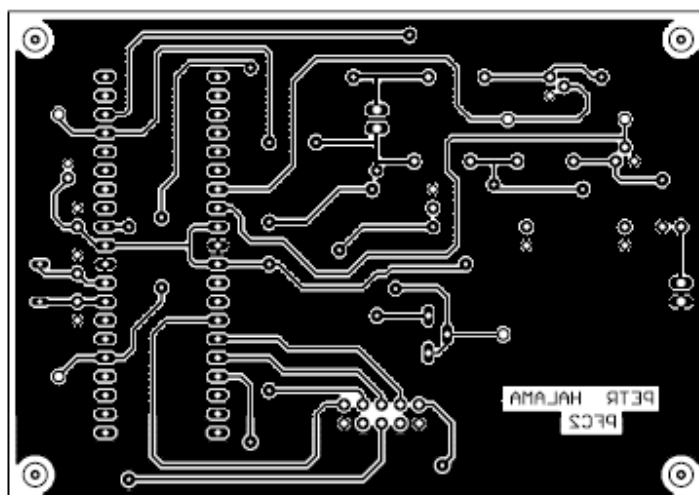
$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot R}{R + R_2}}{R + \frac{R_2 \cdot R}{R + R_2}} = \frac{R_1 \cdot (R_2 + R) + R_2 \cdot R}{R \cdot (R_2 + R) + R_2 \cdot R} \quad (29)$$

### 4.3.2 Návrh desky plošných spojů

Na obr. 4.14 je znázorněna vrstva TOP (strana součástek) desky plošného spoje. Měřítko je 1:1 a rozměry desky jsou 95 x 67 mm. obr. 4.15 pak zobrazuje vrstvu BOTTOM (strana spojů).

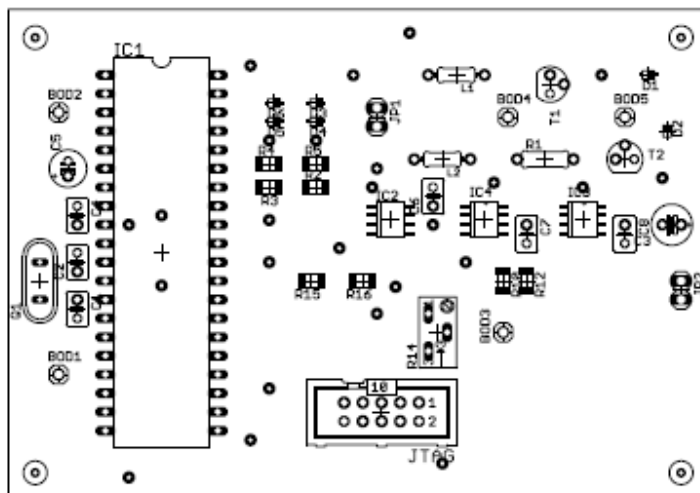


obr. 4.14: Plošný spoj pro zapojení polomostu, vrstva TOP



obr. 4.15: Plošný spoj pro zapojení polomostu, vrstva BOTTOM

### 4.3.3 Osazovací plán



obr. 4.16: Osazovací plán pro zapojení polomostu

Na obr. 4.16 je osazovací plán pro zapojení polomostu. Výpis veškerých použitých součástek je opět uveden v příloze C.2.

### 4.3.4 Oživení a naměřené údaje

Přes veškeré úsilí, se prozatím nepodařilo zapojení polomostu oživit. Protože firma AD poskytuje jen omezené množství vzorků (vlastním 2, potřebuji 3), je obtížné a časově náročné obstarat další, aby bylo dokončit osazování desky.

## 5. Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout řízení a úpravy obvodu PFC, které zajistí jeho maximální efektivitu. Z tohoto hlediska se postupovalo opačným způsobem. Byla zvolena účinnost a další prvky byly na základě požadovaných parametrů dopočítány.

Jako první krok byl proveden výběr topologie korektoru účinníku. Vybrán byl zvyšující měnič. Dále byla, jak ukazuje kapitola 3, pomocí obvodového simulátoru analyzována různá zapojení PFC, založená na vybrané topologii. První bylo jednoduché zapojení s proměnnou pracovní frekvencí, pak jednoduché zapojení s konstantní pracovní frekvencí, zapojení aktivního polomostu a nakonec zapojení úplného aktivního mostu. Pro účely simulace byly využity jako spínací prvky tranzistory nebo v posledním případě, kvůli možnostem simulace ideální spínače. Pro řízení spínání bylo využito kontrolních rovnic, využívajících aktuální hodnoty obvodových veličin.

Z výsledných analýz bylo vybráno pro realizaci zapojení polomostu. Nejprve však bylo realizováno jednoduché zapojení. Jednoduché zapojení následně bylo úspěšně otestováno. Naměřené výsledky je možné najít v kapitole 4.2 Celkové zesílení napětí odebíraného ze snímacího rezistoru bylo menší než je uvedeno v simulacích. Pro účely simulace bylo nastaveno na hodnotu  $A_U = 200$ , kdežto v reálném obvodu bylo experimentálně nastaveno na cca  $A_U = 30$ . Nová hodnota byla nastavena na základě chování reálného obvodu tak, aby funkce PFC byla co nejlepší.

Zapojení polomostu je sice fyzicky realizováno, ale nepovedlo se jej odzkoušet. Při oživování zapojení polomostu se neustále objevovalo stejnosměrné napětí v místech, kde mělo být jen usměrněné pulzní napětí. Bylo zjištěno, že tento problém způsobuje právě jeden z odvodů AD8210. Stejnosměrné napětí se do obvodu dostávalo právě přes jeho vstupní svorky. Protože za normálního provozu se na těchto svorkách žádné stejnosměrné napětí nevyskytuje, obvod je nejspíše zničen a je třeba jej nahradit novým. Bohužel jsem si neopatřil s dostatečným předstihem více vzorků obvodu AD8210 od firmy Analog, která posílá formálně jen dva vzorky pro jednoho zákazníka. Tato skutečnost zapříčinila, že jsem s touto jednou součástí musel manipulovat vícekrát, než by bylo vhodné (pájení a opětovné vyjmutí) a to právě mohlo způsobit zmíněnou destrukci integrovaného obvodu.

Další vzorky by měly dorazit v nejbližší době. Po jejich obdržení bude práce na obvodu pokračovat. Výsledky budou následně do práce vloženy.

V další práci navrhuji zabývat se především dalšími možnostmi zapojení obvodu. Těmi jsou prokládané PFC (interleaved PFC) a případně analyzovat možnosti Flyback konvertoru na místo jednoduchého zvyšujícího měniče. Dále je potřeba dokončit myšlenku použití operačního usměrňovače. Ten zajistí oproti nyní použitému graetzovu můstku menší úbytek snímaného vstupního napětí a tím lepší přesnost řízení obvodu. Z dalších možností vylepšování funkce obvodu zmíním například optimalizaci vlastní spotřeby obvodu.

# Literatura

- [1] NOBILIS, Jiří. *Teorie elektronických obvodů VIII. (Napájecí zdroje)*. Pardubice : Školní nakladatelství a vydavatelství SPŠE Pardubice, 2000. 108 s. , 23s. Skriptum.
- [2] Power Factor Correction (PFC) Handbook. SCILIC 2007. Dostupný z WWW: <[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/HBD853-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.PDF)>.
- [3] BASU, S., BOLLEN, M., UNDELAND, T. *PFC Strategies in light of EN 61000-3-2*. [s.l.], Norwegian University of Science and Technology, 2004. 9 s. Oborová práce. Dostupný z WWW: <<http://mysite.valuebound.com/boseresearch/resources/resources.htm>>.
- [4] NOVOTNÝ, Vlastislav, VOREL, Pavel, PATOČKA, Miroslav. *Napájení elektronických zařízení*. Brno : VUT v Brně, 2002. 139 s. Skriptum.
- [5] BROWN, Ron, SOLDANO, Marco. *Bridgeless PFC Implementation Using One Cycle Control Technique*. USA, 2005. 6 s. Oborová práce. Dostupný z WWW: <<http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/blbapc2005.pdf>>.
- [6] *Analog.com* [online]. 2006-2009. Datasheet AD8210. Dostupné z WWW: <[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8210.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8210.pdf)>.
- [7] *Fairchildsemi.com* [online]. March 2010. Datasheet BS170. Dostupné z WWW: <<http://www12.fairchildsemi.com/ds/BS/BS170.pdf>>.
- [8] *Digchip.com* [online]. 2003-Aug-20. Datasheet PMEG2005. Dostupné z WWW: <<http://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/364/PMEG2005AEA-pdf.php>>.
- [9] *Maxim-ic.com* [online]. 4/2009. Datasheet MAX417. Dostupné z WWW: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX406-MAX419.pdf>>.
- [10] *Alldatasheet.com* [online]. 1998. Datasheet TL072. Dostupné z WWW: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/159225/STMICROELECTRONICS/TL072.html>>.
- [11] *Atmel.com* [online]. 07/2009. Datasheet ATmega16. Dostupné z WWW: <[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc8154.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8154.pdf)>.

# Seznam veličin, symbolů a zkratk

$A_0$ .....	vlastní zesílení
$A_U$ .....	napěťové zesílení
$\cos \varphi$ .....	korektor účinníku
$f_{clk\_I/O}$ .....	frekvence krystalu
$f_s$ .....	pracovní frekvence
$I_1$ .....	střední hodnota základní harmonické
$I_2$ .....	střední hodnota druhé harmonické
$I_L$ .....	proud cívkou
$\Delta I_L$ .....	zvlnění vstupního proudu
$\Delta I_{LA}$ .....	celkový přírůstek proudu za interval $T_A$
$\Delta I_{LB}$ .....	celkový pokles proudu za interval $T_B$
$I_{\text{špička}}$ .....	špičková hodnota vstupního proudu
$k$ .....	jednotlivé harmonické složky vstupního proudu
$K_d$ .....	účinník zkreslení
$N$ .....	hodnota předděličky
$OCR1A$ .....	komparační registr
$P$ .....	činný výkon
PFC .....	Power Factor Correction
$P_{\text{výst max}}$ .....	maximální výstupní výkon
$S$ .....	zdánlivý výkon
$s$ .....	střída spínání
$T_A$ .....	časový interval, kdy je spínač (tranzistor) sepnut
$T_B$ .....	časový interval, kdy je spínač (tranzistor) rozepnut
$T_C$ .....	celková perioda spínání
$T_O$ .....	ochranný interval
$THD_1$ .....	zkreslení vstupního proudu
$U_{\text{vst}}$ .....	vstupní střídavé napětí
$U_{\text{výst}}$ .....	výstupní napětí
$V_{\text{pk-pk}}$ .....	vstupní sinusové napětí (špička – špička)
$\Delta W_A$ .....	nahromaděná energie v cívce za $T_A$
$\eta$ .....	účinnost



# Seznam obrázků

obr. 1.1: Blokové schéma lineárního zdroje.....	2
obr. 1.2: Různá zapojení usměrňovačů podle [1].....	2
obr. 1.3: Blokové schéma spínaného zdroje.....	3
obr. 2.1: Rozdělení typu PFC podle [3] .....	5
obr. 2.2: Invertující měnič .....	5
obr. 2.3: Snižující měnič .....	6
obr. 2.4: Zvyšující měnič.....	7
obr. 2.5: Průběhy napětí a proudů pro jednotlivé režimy činnosti PFC .....	8
obr. 3.1: Schéma jednoduchého zapojení s proměnnou frekvencí .....	10
obr. 3.2: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro jednoduché zapojení s proměnnou pracovní frekvencí.....	11
obr. 3.3: Výsledná simulace obvodu v jednoduchém zapojení s proměnnou pracovní frekvencí	12
obr. 3.4: Schéma jednoduchého zapojení s konstantní frekvencí .....	12
obr. 3.5: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro jednoduché zapojení s konstantní pracovní frekvencí.....	13
obr. 3.6: Výsledná simulace obvodu v jednoduchém zapojení s konstantní pracovní frekvencí..	13
obr. 3.7: Zapojení aktivního polomostu .....	14
obr. 3.8: Vývojový diagram kontrolní rovnice pro zapojení polomostu.....	15
obr. 3.9: Výsledky simulace v zapojení polomostu .....	16
obr. 3.10: Zapojení aktivního mostu .....	17
obr. 3.11: Vývojový diagram rovnic v paralelních větvích aktivního mostu.....	17
obr. 3.12: Výsledná simulace v zapojení aktivního mostu.....	18
obr. 4.1: Blokové schéma navrhovaného jednoduchého zapojení .....	19
obr. 4.3: Plošný spoj ve vrstvě TOP.....	20
obr. 4.4: Plošný spoj ve vrstvě BOTTOM .....	20
obr. 4.5: Osazovací plán jednoduchého zapojení.....	20
obr. 4.2: Neinvertující zesilovač .....	21
obr. 4.6: Navržené zapojení na nepájivém poli .....	22
obr. 4.7: Výsledný oscilogram pro jednoduché zapojení .....	22
obr. 4.8: Blokové schéma navrženého obvodu v zapojení polomostu .....	23
obr. 4.9: Detektor nuly .....	23

obr. 4.10: Operační usměrňovač .....	24
obr. 4.11: Výsledné průběhy detekce a usměrněného napětí .....	24
obr. 4.12: Výstupní průběhy snímačů proudu a sčítacího zesilovače .....	25
obr. 4.13: Sčítací zesilovač.....	26
obr. 4.14: Plošný spoj pro zapojení polomostu, vrstva TOP .....	27
obr. 4.15: Plošný spoj pro zapojení polomostu, vrstva BOTTOM.....	27
obr. 4.16: Osazovací plán pro zapojení polomostu .....	28

# Seznam tabulek

Tabulka 4.1: Shrnutí jednotlivých druhů zapojení PFC .....	18
Tabulka 5.1: Shrnutí základních údajů použitých součástek .....	19

# Seznam příloh

A	Simulační průběhy jednotlivých druhů PFC .....	36
A.1	Poslední perioda v jednoduchém zapojení s proměnnou frekvencí .....	36
A.2	Spektrum vst. proudu v jednoduchém zapojení s proměnnou frekvencí .....	37
A.3	Poslední perioda v jednoduchém zapojení s konstantní frekvencí .....	38
A.4	Spektrum vst. proudu v jednoduchém zapojení s konstantní frekvencí .....	39
A.5	Poslední perioda v zapojení aktivního polomostu .....	40
A.6	Spektrum vstupního. proudu v zapojení aktivního polomostu .....	41
A.7	Poslední perioda v zapojení aktivního mostu .....	42
A.8	Spektrum vstupního. proudu v zapojení aktivního mostu .....	43
B	Schémat zapojení .....	44
B.1	Navržené schéma jednoduchého zapojení .....	44
B.2	Navržené schéma zapojení polomostu .....	45
C	Seznamy součástek .....	46
C.1	Seznam součástek pro jednoduché zapojení .....	46
C.2	Seznam součástek pro zapojení polomostu .....	47